

## Capitolul 5

### Elemente de calcul și tehnologie a ecranării

#### 5.1 Considerente generale asupra soluțiilor tehnologice anti-interferențiale

În specificațiile de proiectare ale echipamentelor electronice destinate procesării semnalelor de nivel mic, trebuie inclus în mod obligatoriu nivelul de zgomot maxim admisibil la intrare, însoțit de raportul de semnal-zgomot sau de rata erorilor determinate de zgomot. Posibilitățile antiperturbative sunt mai numeroase (și mai puțin costisitoare) în faza de proiectare sau prototip decât în faza de producție. În faza de exploatare a dispozitivului respectiv, mijloacele antiperturbative disponibile sunt mult mai puține, scumpe și incomode.

Deși zgomotul (atât cel intrinsec cât și cel extrinsec) afectează întregul aparat, etajul cel mai sensibil asupra căruia trebuie focalizate măsurile antiperturbative este cel de intrare, acolo unde semnalul util are nivelul cel mai mic, oarecum comparabil cu semnalul nedorit .

În cazul zgomotelor de natură extrinsecă este esențială identificarea emițătorului (sursa) de zgomot, a căii de penetrare și a receptorului. Astfel, interferența poate fi diminuată prin:

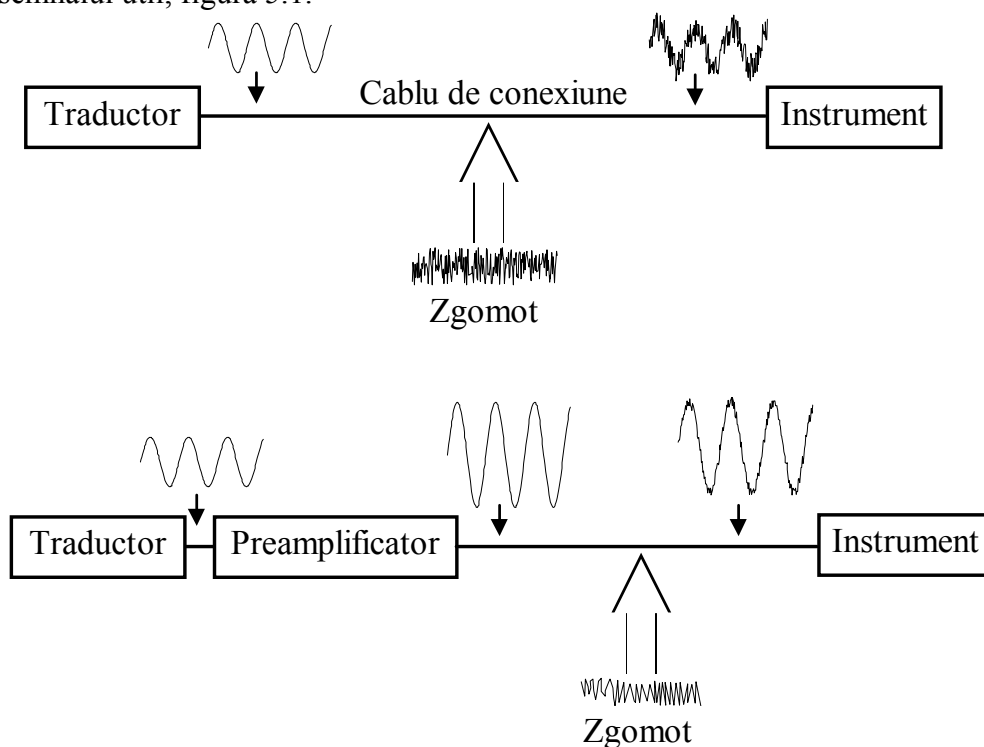
- limitare la sursă;
- atenuare în calea de cuplaj;
- reducere a susceptibilității circuitului de semnal mic.

Când sursa de zgomot este controlabilă, proiectantul reduce timpii de creștere ai tensiunii, respectiv ai curentului sau micșorează dimensiunea circuitelor radiante. O soluție posibilă ar fi reducerea energiei radiante și a cuplajelor prin ecranarea sursei, având în vedere să nu fie afectată funcția de bază, utilă, a acesteia. Măsurile antiinterferențiale trebuie să vizeze și sursele de zgomot existente în ambient, diferite de cele din laborator, care sunt incontrollable de către proiectant. Oricum, proiectarea nu trebuie să-și propună reducerea interferențelor cu mult sub nivelul de zgomot intrinsec estimat, ceea ce ar duce la o creștere nejustificabilă a gabaritului, costului și complexității aparatului.

O cerință de bază antiperturbativă este limitarea cât mai strictă a

dimensiunilor circuitului susceptibil la cuplaje prin câmp. Pentru aceasta, primul amplificator din lanțul de condiționare și amplificare trebuie plasat cât mai aproape posibil de traductor iar câștigul trebuie să fie suficient de mare, astfel încât sursele ulterioare de zgomot să aibă un nivel neglijabil față de semnalul util preamplificat.

Ca urmare a introducerii preamplificatorului între traductor și instrument, atenuarea datorată cablului, alături de zgomotele microfonice și triboelectrice produse de acesta și de eventualele cuplaje prin câmp devin neglijabile în raport cu semnalul util preamplificat. Preamplificarea nu are efect asupra raportului semnal/zgomot existent la traductor, contribuind însă la reducerea ponderii zgomotelor ulterior întâlnite în lanțul de măsură, față de semnalul util, figura 5.1.



**Fig. 5.1** Rolul preamplificării la sursă în reducerea ponderii zgomotelor ulterior injectate în sistemul de măsură

Ecranarea reprezintă soluția anti-interferențială cu cel mai larg “spectru” de aplicabilitate: câmpuri electrostatice, magnetostatice și electromagnetice, de joasă și înaltă frecvență. Trebuie însă precizat că ecranarea este relativ scumpă, implică complicații tehnologice însoțite de creșterea greutateii și a gabariturii echipamentului, nereprezentând un “panaceu” universal pentru toate

problemele interferențiale. Adaptarea unor soluții de împământare adecvate, fără bucle de masă zgomotoase, însoțite de filtre corect dimensionate și de o dispunere judicioasă a componentelor și subansamblelor reprezintă măsuri complementare obligatorii.

Scopul ecranării este reducerea intensității câmpurilor electrice, magnetice sau electromagnetice, prin utilizarea unor incinte realizate din materiale cu bune proprietăți electrice (conductibilitate) și/sau magnetice (permeabilitate). Evident, sensul ecranării este dublu: reduce câmpul emis în exterior de o sursă aflată în incinta ecranată și în același timp împiedică penetrarea în zona delimitată, a câmpurilor exterioare.

Calculul eficienței unui ecran este extrem de complex, depinzând de amplitudinea și frecvența câmpului în discuție, orientarea relativă ecran↔câmp, dimensiunea și forma ecranului, materialul din care este realizat ecranul, poziția și dimensiunea diferitelor fante, îmbinări, aperturi și orificii, de natura și numărul firelor care intră în ecran și nu în ultimul rând, de localizarea relativă a punctului în care se face măsurarea câmpului.

Pentru a putea oferi inginerului un set de formule și algoritmi de proiectare, sunt necesare o serie de ipoteze simplificatoare, care păstrează totuși intact fondul problemei. Cea mai obișnuită metodă de analiză a ecranelor solide este cea fundamentată de S. Șelcunov, care consideră ecranul plan, de dimensiuni laterale foarte mari față de componentele câmpurilor electric și magnetic orientate paralel. Desigur, această aproximare permite abordarea unidimensională, cu prețul unor erori la calculul câmpului în interiorul incintei reale.

## 5.2 Impedanța de undă

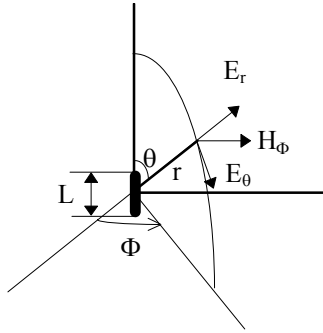
Orice curent alternativ este asociat cu un câmp electric variabil și un câmp magnetic variabil. Intensitatea acestor câmpuri depinde de natura circuitului în care se stabilește curentul și de poziția relativă a punctului de test față de sursă. Prin definiție, raportul dintre componenta electrică și cea magnetică (situate în planul perpendicular pe direcția de propagare) se numește impedanța de undă:

$$Z_u = \frac{E}{H} \quad (5.1)$$

Dacă sursa este un circuit deschis (la limită, un dipol-baston infinitezimal, elementar), câmpul predominant în zona limitrofă este electric, energia este înmagazinată capacitiv, deci  $Z_u$  va avea valori mari.

Dacă sursa este un circuit închis (la limită, o buclă elementară de suprafață infinitezimală), câmpul magnetic va fi dominant în proximitatea sursei, energia este înmagazinată inductiv, impedanța de undă având valori mici.

Fără a intra în detalii care depășesc cadrul prezentului volum, trebuie știut că un fir de lungime  $L$  (dipol electric), parcurs de un curent de amplitudine  $I$  și frecvență  $f$ , produce la distanța  $r$  (mult mai mare decât  $L$ ), un câmp staționar cu trei componente, două ale câmpului electric și una a câmpului magnetic (figura 5.2), exprimate în coordonate sferice cu formulele (5.2)÷(5.4):



**Fig. 5.2** Radiația dipolului electric elementar

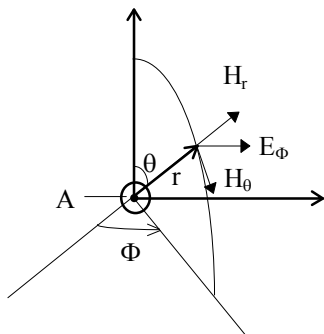
$$E_{\theta} = \frac{IL\beta^3}{4\pi\epsilon\omega} \left[ -\frac{1}{j(\beta r)} + \frac{1}{(\beta r)^2} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right] \cdot \sin \theta \quad (5.2)$$

$$E_r = \frac{IL\beta^3}{2\pi\epsilon\omega} \left[ \frac{1}{(\beta r)^2} + \frac{1}{j(\beta r)^3} \right] \cdot \cos \theta \quad (5.3)$$

$$H_{\phi} = \frac{IL\beta^2}{4\pi} \left[ -\frac{1}{j(\beta r)} + \frac{1}{(\beta r)^2} \right] \cdot \sin \theta \quad (5.4)$$

În mod dual, câmpul dat de o buclă de arie foarte mică  $A$ , (dipol magnetic), parcursă de un curent staționar de amplitudine  $I$  și frecvență  $f$ , într-un punct situat la o distanță

$r \gg \sqrt{\frac{A}{\pi}}$ , are tot trei componente, două magnetice și una electrică, (figura 5.3), exprimate în coordonate sferice cu formulele (5.5)÷(5.7):



**Fig. 5.3** Radiația dipolului magnetic elementar

$$H_{\theta} = \frac{IA\beta^3}{4\pi} \left[ -\frac{1}{(\beta r)} - \frac{1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right] \sin \theta \quad (5.5)$$

$$H_r = \frac{IA\beta^3}{2\pi} \left[ -\frac{1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right] \cos \theta \quad (5.6)$$

$$E_{\phi} = \frac{IA\beta^4}{4\pi\epsilon\omega} \left[ -\frac{1}{(\beta r)} - \frac{1}{j(\beta r)^2} \right] \sin \theta \quad (5.7)$$

În relațiile (5.2)÷(5.7),  $\beta$  reprezintă constanta de fază, egală cu  $\frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $\omega$  este frecvența radială, egală cu  $2\pi f$ , iar  $\epsilon$  este permitivitatea mediului de propagare care, pentru valabilitatea formulilor de mai sus, trebuie să fie nemagnetic, neconductor și nici să nu conțină în apropiere mari suprafețe conductoare.

Dacă produsul  $\beta r$  este subunitar ( $r < \frac{\lambda}{2\pi}$ ), dominanți sunt termenii de

grad mare (2 sau 3) iar dacă  $\beta r$  este supraunitar ( $r > \frac{\lambda}{2\pi}$ ), dominanți sunt termenii de grad unu.

Din aceste formule se observă că distanța sursă-punct de măsurare, egală cu  $\frac{\lambda}{2\pi}$ , constituie frontiera aproximativă între zonele de “câmp apropiat” și cele de “câmp depărtat”.

Astfel, putem spune că  $r = \frac{\lambda}{2\pi}$  reprezintă zona de tranziție între regiunea apropiată sursei, unde domină câmpul electric sau magnetic și regiunea unde electromagnetice plane, progresive (regiunea depărtată), caracterizată prin impedanță de undă constantă (a mediului respectiv). În regiunea de “câmp apropiat”, dominante sunt componentele “radiale”,  $E_r$  și  $H_r$  ale câmpului generat de dipolul electric, respectiv magnetic. Când distanța  $r$  crește față de  $\frac{\lambda}{2\pi}$ , dominante devin componentele  $E_\theta$ ,  $H_\phi$ , respectiv  $E_\phi$ ,  $H_\theta$  situate în planul perpendicular pe direcția de propagare, (având raportul independent de distanța  $r$ ). Aceasta constituie justificarea denumirii de “undă plană”, folosită pentru câmpul electromagnetic în regiunea “îndepărtată”.

Viteza de propagare a undelor electromagnetice în mediul având permitivitatea electrică  $\varepsilon$  și permeabilitatea magnetică  $\mu$  este:

$$v_u = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \quad (5.8)$$

Pentru spațiul liber,  $\varepsilon_0 = \frac{1000}{36\pi} \cdot 10^{-12}$  F/m și  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m.

Lungimea de undă reprezintă distanța parcursă de undă în timp de o perioadă:

$$\lambda = \frac{v_u}{f} \quad (5.9)$$

Din formulele (5.1), (5.2) și (5.4) găsim impedanța de undă a câmpului electric, în regiunea apropiată (se rețin în (5.2) și (5.4) termenii de grad maxim):

$$Z_e = \frac{E_\theta}{H_\phi} \cong \frac{IL\beta^3}{4\pi\varepsilon\omega} \times \frac{1}{j(\beta r)^3} \times \sin\theta \times \frac{4\pi}{IL\beta^2} \times \frac{(\beta r)^2}{\sin\theta} = \frac{1}{j\omega\varepsilon r} \quad (5.10)$$

Din (5.1), (5.5) și (5.7) se obține impedanța de undă a câmpului magnetic în regiunea apropiată (se rețin în (5.5) și (5.7) termenii de grad maxim):

$$Z_m = \frac{IA\beta^4}{4\pi\varepsilon\omega} \times \frac{j}{(\beta r)^2} \times \sin\theta \times \frac{4\pi}{IA\beta^3} \times \frac{(\beta r)^3}{\sin\theta} = \frac{j\beta^2 r}{\varepsilon\omega} = j \cdot \omega \cdot \mu \cdot r \quad (5.11)$$

Formulele (5.10) și (5.11) arată că impedanța de undă (deci și propagarea în regiunile de câmp apropiat) depinde de mediu și de distanța față de sursă.

Pentru regiunile de câmp depărtat, (termenul de grad trei este neglijabil) impedanța de undă are aceeași expresie, indiferent dacă este calculată pe baza relațiilor (5.2) și (5.4), respectiv (5.5) și (5.7).

$$Z_u = \frac{E_\phi}{H_\theta} = \frac{\beta}{\varepsilon\omega} = \frac{1}{v_u \varepsilon} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (5.12)$$

În concluzie, impedanța unei plane depinde numai de mediu, nu și de distanța față de sursă.

Se observă din (5.10), (5.11) și (5.12) că impedanța unei plane este media geometrică a celor două impedanțe din câmpul apropiat.

$$Z_u = \sqrt{Z_e Z_m} \quad (5.13)$$

Dacă mediul de propagare nu este bun izolator, valoarea conductivității  $\sigma$  nu mai este neglijabilă față de produsul  $\omega\varepsilon$  și impedanța unei plane poate fi calculată cu relația:

$$Z_u = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \quad (5.14)$$

Dacă mediul de propagare este spațiul liber (vidul), avem:

$$Z_u = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \cong 377 \Omega \quad (5.15)$$

Dacă mediul de propagare are bune proprietăți conductoare, atunci  $\sigma \gg \omega\varepsilon$  și

$$Z_u = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} \quad (5.16)$$

Dacă notăm cu  $\mu_r$  permeabilitatea mediului raportată la permeabilitatea vidului ( $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ ) și cu  $\sigma_r$  conductibilitatea mediului raportată la conductibilitatea cuprului ( $\sigma_{Cu} = 5,82 \times 10^7 \frac{1}{\Omega m}$ ), putem calcula modulul impedanței de undă în mediul depărtat:

$$|Z_u| = \sqrt{\frac{2\pi f \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \mu_r}{\sigma_r \cdot 5,82 \cdot 10^7}} = 3,68 \cdot 10^{-7} \times \sqrt{\frac{f \cdot \mu_r}{\sigma_r}} \Omega \quad (5.17)$$

Se observă că impedanța de undă caracteristică mediilor cu bune proprietăți electrice este foarte mică. Astfel, pentru Cu ( $\mu_r \cong 1$ ,  $\sigma_r = 1$ ), la  $10^6$  Hz, avem  $|Z_u| = 3,68 \times 10^{-7} \times 10^3 = 3,68 \times 10^{-4} \Omega$ .

Graficul variației impedanței de undă în funcție de distanța față de sursă

(normalizată cu  $\frac{\lambda}{2\pi}$ ), pentru dipolul electric și dipolul magnetic (în vid) este prezentat în figura 5.4:

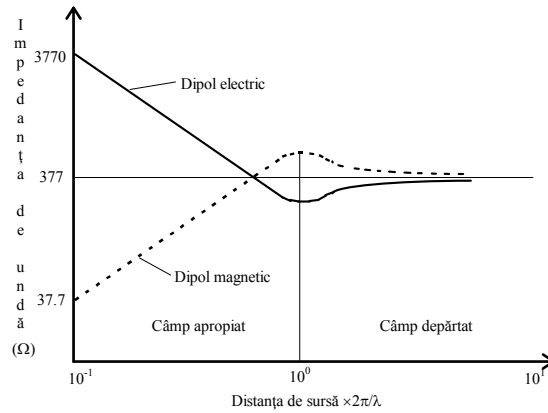


Fig. 5.4 Impedanța de undă funcție de distanța față de sursă

În figura 5.5,a sunt reprezentate câmpul magnetic (linie continuă) și câmpul electric (linie întreruptă), radiate de dipolul electric elementar iar în figura 5.5b, aceleași câmpuri (cu aceeași convenție grafică), radiate de dipolul magnetic elementar.

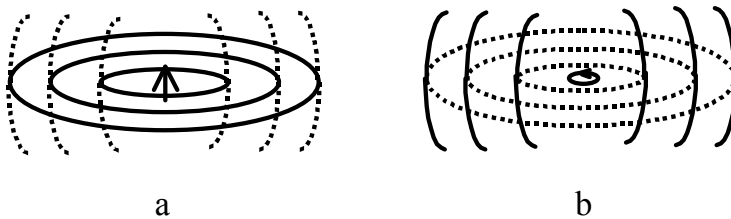


Fig.5.5 Radiația electromagnetică a dipolilor elementari:  
a) dipol electric b) dipol magnetic

## 5.3 Mecanisme de ecranare

### 5.3.1 Absorbția

Unda electromagnetică care se propagă într-un mediu este atenuată, ca rezultat al pierderilor rezistive, respectându-se o lege exponențială:

$$E_x = E_0 \exp\left(-\frac{x}{\delta}\right) \quad (5.18)$$

$$H_x = H_0 \exp\left(-\frac{x}{\delta}\right) \quad (5.19)$$

În relațiile (5.18) și (5.19),  $\delta$  reprezintă adâncimea de pătrundere, definită drept adâncimea la care câmpul este redus la  $\frac{1}{e}$  din valoarea avută la suprafața de contact cu materialul. În formula (5.20) este arătată dependența lui  $\delta$  de natura materialului și de frecvența câmpului:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (5.20)$$

Formulele (5.18) și (5.19) evaluează scăderea intensității câmpurilor electric și magnetic la distanța  $x$  față de valoarea inițială,  $x = 0$ . Adâncimea de pătrundere este cu atât mai mică cu cât materialul are proprietăți electrice și magnetice mai bune iar frecvența câmpului este mai mare.

Dacă considerăm grosimea ecranului  $d$ , atenuarea datorită absorbției în acest ecran se calculează cu formula:

$$A = -20 \lg_{10} \frac{E_d}{E_0} = -20 \lg_{10} \frac{H_d}{H_0} \quad (5.21)$$

unde  $E_0$  și  $H_0$  reprezintă intensitățile câmpului la intrarea în ecran iar  $E_d$  și  $H_d$  intensitățile aceluiași câmpuri la ieșirea din ecranul de grosime  $d$ .

Ținând cont de legea exponențială exprimată în (5.18) și (5.19), avem:

$$A = -20 \log_{10} \cdot \exp\left(-\frac{d}{\delta}\right) \text{ dB} = 20 \frac{d}{\delta} \frac{1}{\log_e 10} = \frac{20}{2,3} \cdot \frac{d}{\delta} = 8,69 \frac{d}{\delta} \text{ (dB)} \quad (5.22)$$

Exprimând  $\delta$  de (5.20), obținem :

$$A = 8,69 \cdot d \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \sigma_{Cu} \cdot \sigma_r} \cong 132 \cdot d \sqrt{f \cdot \mu_r \sigma_r} \text{ dB} \quad (5.23)$$

### 5.3.2 Reflexia

Ecranarea depinde și de reflexia ce are loc la suprafața de separare dintre două medii cu impedanțe diferite (figura 5.6).

În cazul incidenței perpendiculare, raportul dintre câmpul electric transmis și câmpul incident (coeficientul de transmisie al câmpului electric) este:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (5.24)$$

Același coeficient de transmisie, dar pentru câmpul magnetic are



expresia:

$$\frac{H_2}{H_1} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (5.25)$$

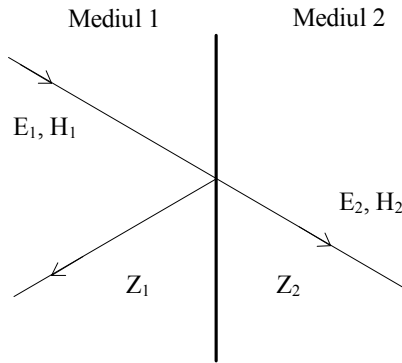


Fig. 5.6 Principiul reflexiei

Dacă mediul 1 este izolator (de exemplu, spațiul liber) și mediul 2 este un metal (bun conducător), avem  $|Z_2| \ll |Z_1|$  și prin trecere la modul, expresiile (5.24) și (5.25) devin:

$$\frac{|E_2|}{|E_1|} = 2 \frac{|Z_2|}{|Z_1|} \quad (5.26)$$

$$\frac{|H_2|}{|H_1|} = 2 \quad (5.27)$$

Neglijând absorbția și reflexiile multiple, fenomenul de penetrare de către undele electromagnetice a unui ecran este ilustrat în figura 5.7:

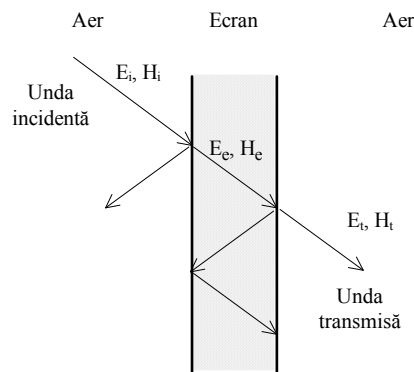


Fig. 5.7 Penetrarea unui ecran de către undele electromagnetice

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{E_t}{E_e} \cdot \frac{E_e}{E_i} = \frac{2Z_u}{Z_e + Z_u} \cdot \frac{2Z_e}{Z_u + Z_e} = \frac{4Z_u \cdot Z_e}{(Z_u + Z_e)^2} \quad (5.28)$$

$$\frac{H_t}{H_i} = \frac{H_t}{H_e} \cdot \frac{H_e}{H_i} = \frac{2Z_e}{Z_e + Z_u} \cdot \frac{2Z_{um}}{Z_u + Z_e} = \frac{4Z_e \cdot Z_u}{(Z_e + Z_u)^2} \quad (5.29)$$

Se observă că atenuarea globală este aceeași atât pentru componenta electrică cât și pentru cea magnetică. În ipoteza  $Z_e \ll Z_u$ , relațiile (5.28) și

(5.29) devin:

$$\frac{|E_t|}{|E_i|} = \frac{|H_t|}{|H_i|} \cong \frac{4 \cdot |Z_e|}{|Z_e + Z_u|} \cong 4 \frac{|Z_e|}{|Z_u|} \quad (5.30)$$

Din aceste relații se poate concluziona că interfața aer-ecran este de reflexie puternică (și transmisie slabă) pentru câmpul electric, în timp ce pentru câmpul magnetic interfața de reflexie puternică este ecran-aer. Aceasta înseamnă că pentru reflexia câmpului electric poate fi eficient și un ecran foarte subțire (grosimea ecranului fiind esențială la atenuările prin absorbție).

### 5.3.3 Mecanisme de ecranare complementare

#### 5.3.3.1 Compensarea

Ecranele, având de regulă bune proprietăți electrice, se opun penetrării câmpului electromagnetic incident prin fenomene de compensare locale. Astfel, fluxul magnetic inductor va genera în ecran curenți turbionari (Foucault), care, prin fluxul produs (flux indus), se opun variației fluxului magnetic inductor. Mecanismul este cu atât mai eficient cu cât amplitudinea curenților turbionari este mai mare (material bun conducător, cu grosime mare și fante puține). Curenții turbionari din ecran sunt determinați de tensiunea electromotoare indusă (proporțională cu viteza de variație a câmpului magnetic incident și defazată cu  $90^0$  față de acesta) și de impedanța căii de curent stabilită prin ecran. La frecvențe mari, impedanța ecranului este în special inductivă. Legea inducției stabilește existența fluxului magnetic inductor. În esență, odată cu creșterea frecvenței are loc creșterea ponderii reactanței inductive ( $2\pi fL$ ) în expresia impedanței ecranului, crescând astfel și gradul de compensare datorată opoziției dintre câmpul magnetic incident și cel indus.

#### 5.3.3.2 Calea de minimă rezistență/reluctanță

Ecranul, având bune proprietăți electrice/magnetice oferă liniilor de câmp electric/magnetic o deviație de parcurs, ce va fi preferată datorită principiului universal al minimei rezistențe. Astfel, liniile de câmp nu mai pătrund în incinta protejată de ecran, ocolind-o. Mecanismul este important mai ales la ecranarea câmpurilor magnetostatice, situație în care minima reluctanță oferită de materialele magnetice moi cu permeabilitate ridicată (Fer moale, permalloy, mumetal) constituie singura modalitate eficientă de protecție.

## 5.4 Eficacitatea de ecranare

Efectul de ecranare global poate fi evaluat prin sumarea a trei termeni:

$$EE = R + A + RM \quad (5.31)$$

unde  $R$  reprezintă coeficientul de transmisie (în urma reflexiei), exprimat în dB,  $A$  - atenuarea datorată absorbției și  $RM$  un termen de corecție datorat reflexiilor multiple din interiorul ecranului. Dacă  $A$  este suficient de mare, peste 15 dB,  $RM$  se poate neglija.

Expresia lui  $R$  în dB se obține prin logaritizarea relațiilor (5.28), respectiv (5.29) sau, în cazul  $Z_{ecran} \ll Z_u$ , prin logaritizarea relației (5.30):

$$R = -20 \lg_{10} \frac{|E_t|}{|E_i|} = -20 \lg_{10} \frac{|H_t|}{|H_i|} \cong -20 \cdot \lg_{10} \cdot \frac{4|Z_{ec}|}{|Z_u|} \quad (5.32)$$

Pentru impedanța ecranului  $|Z_{ecran}|$  avem relația (5.17), valabilă în toate cazurile. Pentru unda plană (în câmp depărtat),  $Z_u = 377 \Omega$  iar relația (5.32) devine:

$$R = 168 + 10 \lg_{10} \left( \frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right) dB \quad (5.33)$$

Pentru câmp electric apropiat,  $|Z_u| = \frac{1}{\omega \epsilon r}$ , deci se poate scrie:

$$R = 322 + 10 \lg_{10} \left( \frac{\sigma_r}{\mu_r f^3 r^2} \right) dB \quad (5.34)$$

Pentru câmp magnetic apropiat,  $|Z_u| = \omega \mu r$  și  $R$  devine:

$$R = 14,6 + 10 \lg_{10} \left( \frac{\sigma_r \cdot f \cdot r^2}{\mu_r} \right) dB \quad (5.35)$$

Din formulele (5.23) și (5.33)÷(5.35) se observă că atât pierderile prin absorbție cât și cele prin reflexie cresc odată cu conductibilitatea ecranului (este recomandabilă utilizarea cuprului sau aluminiului).

Creșterea permeabilității magnetice duce la îmbunătățirea absorbției dar implică o scădere a pierderilor prin reflexie.

Creșterea frecvenței determină o mai bună atenuare prin absorbție (în toate cazurile) și o mai bună atenuare prin reflexie numai pentru câmpurile magnetice. Câmpurile electrice și electromagnetice devin mai puțin reflectate.

Trebuie ținut cont și de scăderea permeabilității materialelor feromagnetice cu frecvența (de exemplu, la 1 KHz, permeabilitatea relativă a  $\mu$ -metalului, scade la mai puțin de jumătate din valoarea de regim cvasi-static, de  $2 \times 10^4$ ). Oțelul electrotehnic are permeabilitatea magnetică mai puțin dependentă de frecvență:  $\mu_r = 10^3$  la 10 Hz, scade la 500 pentru frecvențe ale câmpului de 10 MHz.

Conductibilitatea oțelului-carbon este aproximativ de 10 ori mai mică decât a cuprului.

Aplicând formulele (5.33)÷(5.35), se pot calcula pierderile prin reflexie cauzate de un ecran din Cu ( $\mu_r \cong 1$ , fără proprietăți magnetice) și un ecran din

oțel electrotehnic, câmpurilor electric, magnetic și electromagnetic de diferite frecvențe.

Valorile pierderilor prin reflexie (dB) din Tabelul 5.1 sunt calculate (cazul câmpului electric și magnetic) pentru o distanță de 0,1 m între sursă și ecran.

Tipul câmpului	Materialul	Frecvența(Hz)		
		10	10 <sup>4</sup>	10 <sup>7</sup>
Electric	Cu	312	222	132
Electric	Oțel	272	182	95
Magnetic	Cu	-	35	65
Magnetic	Oțel	-	-	28
Electromagnetic (undă plană)	Cu	158	128	98
Electromagnetic	Oțel	118	88	61

**Tabelul 5.1:** Pierderile prin reflexie, exprimate în dB.

În cazul pierderilor prin absorbție, produse într-un ecran gros de 1 mm, avem datele din Tabelul 5.2:

Tipul ecranului	Frecvența(Hz)		
	10	10 <sup>4</sup>	10 <sup>7</sup>
Cupru	0,4	13,2	417
Oțel	4,2	132	2950
μ - metal	10,2	-	-

**Tabelul 5.2:** Pierderile prin absorbție în ecran de 1 mm.

Spațiile necompletate din tabelele 5.1 și 5.2 indică existența unor pierderi net mai mici decât cele rezultate din calcule, datorită unor fenomene fizice neluate în considerație (de exemplu, scăderea drastică a permeabilității μ-metalului cu frecvența).

Din tabelele 5.1 și 5.2 se observă că ecranarea câmpurilor electrice și a undelor plane nu ridică probleme deosebite, fiind rezolvabilă cu ecrane subțiri, chiar și folii, realizate din materiale bune conducătoare (Cu și Al).

În cazul foliilor, pierderile prin absorbție devin neglijabile (grosimea foliei este mai mică decât adâncimea de pătrundere). Dacă rezistența ecranului,

$R_e = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{1}{d}$  ( $\sigma$  - conductibilitatea și  $d$  - grosimea) este mică în comparație cu

impedanța de undă  $Z_u$ , eficiența de ecranare poate fi aproximată cu relația:

$$EE \cong 20 \lg_{10} \cdot \left( 1 + \frac{Z_u}{2R_e} \right) = 20 \lg_{10} \cdot \left( 1 + \frac{1}{2} \cdot Z_u \cdot \sigma \cdot d \right) \quad (5.36)$$

Dacă pelicula este foarte subțire, de dimensiuni comparabile cu drumul mediu liber al electronilor în materialul respectiv, conductibilitatea efectivă  $\sigma$  are valori mai mici decât în cazul conductorului masiv.

Dacă se dorește o combinație între o bună ecranare a câmpurilor electromagnetice din domeniul microundelor și o bună transmisie a frecvențelor optice (la vizualizarea unui display, de exemplu), pelicula metalică subțire va fi depusă pe un suport dielectric transparent.

Impedanța joasă a câmpurilor magnetice face ca pierderile prin reflexie să fie insuficiente, fiind necesară mărirea grosimii ecranului, cu efect asupra creșterii pierderilor prin absorbție, mai ales la medie și joasă frecvență. De asemenea, pe lângă absorbție, concentrarea liniilor de câmp magnetic prin ecranul de mare permeabilitate reduce prezența acestora în zona “protejată”.

La frecvențe foarte joase, utilizarea ecranului din supermalloy sau  $\mu$ -metal este cea mai bună soluție. Totuși, valorile relativ mici ale inducției de saturație constituie un impediment. Soluția optimă ar fi utilizarea ecranelor magnetice duble, unde primul strat (suplimentar adăugat) este din Fe moale (inducție de saturație de aproximativ 1,8 T), care determină o primă atenuare a câmpului magnetic incident. Trebuie acordată o atenție deosebită prelucrării mecanice a acestor materiale, care pot suferi o alterare substanțială a proprietăților magnetice dacă sunt supuse unor șocuri mecanice sau termice.

Recoacerea ecranului la temperaturi de ordinul  $1000^{\circ}\text{C}$  (pentru reorientarea favorabilă a domeniilor magnetice), ulterioară tuturor prelucrărilor mecanice necesare, poate fi o soluție pentru garantarea unor valori foarte mari ale permeabilității relative.

Abordarea calcului eficienței de ecranare, în cazul câmpurilor de joasă frecvență ține cont de dimensiunile mici ale incintei de ecranare, față de lungimea de undă. Astfel, sarcina indusă în containerul-ecran de către câmpul electric de joasă frecvență determină un curent variabil (dependent de rezistența ecranului), care duce la o cădere de tensiune pe ecran și implicit la un câmp electric. Curentul prin ecran generează în același timp un câmp magnetic. Sarcina pe un corp conductor indusă de un câmp electric se concentrează în zonele ascuțite (colțuri, muchii), analog curenții și câmpurile interne asociate, eficacitatea de ecranare devenind foarte bună.

Pentru câmpuri magnetice de joasă frecvență avem curenți turbionari induși în pereții ecranului, care generează un câmp magnetic (suplimentar față de câmpul inițial) și căderi de tensiune ce implică câmpuri electrice interne. Curenții turbionari (Foucault) se concentrează în zona colțurilor containerului, ceea ce implică o neuniformitate suplimentară a câmpului intern.

Pentru câmpurile magnetice continui, singurul mecanism de ecranare îl

constituie concentrarea liniilor de câmp prin calea de minimă reluctanță (rezistență magnetică) oferită de ecranul realizat din material magnetic moale. Treptat, odată cu creșterea frecvenței, ponderea curenților turbionari în expresia eficienței de ecranare se mărește, devenind în final dominantă. Eficiența de ecranare datorată “căii de minimă reluctanță” oferită liniilor de câmp magnetic de un ecran sferic de rază  $r$  și grosime  $d$ , cu  $d \ll r$ , realizat din material de permeabilitate magnetică  $\mu_r \gg 1$  este:

$$EE(\mu) = 20 \lg_{10} \left( 1 + \frac{2\mu_r \cdot d}{3r} \right) \quad (5.37)$$

La frecvențe mai ridicate (adâncimea de pătrundere devine mai mică în comparație cu grosimea ecranului), efectul pelicular determină o concentrare a liniilor de curent spre suprafața exterioară a ecranului (implicit o diminuare a liniilor de curent și deci a căderilor de tensiune pe suprafața interioară a ecranului), ceea ce duce la o creștere suplimentară a eficienței de ecranare pentru ambele tipuri de câmpuri incidente (electric și magnetic).

Este utilă prezentarea unor formule pentru calculul eficienței de ecranare (exprimată în dB), realizată de un ecran sferic (raza  $r$  și grosimea  $d \ll r$ ), în cele două cazuri extreme (adâncimea de pătrundere  $\delta$  mult mai mică sau mult mai mare decât grosimea peretelui).

Astfel, în cazul frecvențelor joase, când  $\delta \gg d$ , eficiența de ecranare a câmpului electric (exprimată în dB) se calculează cu formula:

$$EE_E = 20 \lg_{10} \frac{\sigma \cdot d}{3\pi \cdot f \cdot \epsilon_0 \cdot r} \quad (5.38)$$

iar cea a câmpului magnetic, cu formula:

$$EE_M = 20 \lg_{10} \left[ 1 + \frac{2}{3} \cdot \left( \frac{(\mu_r - 1)^2 d}{\mu_{r,r}} + j\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma \cdot d \cdot r \right) \right] \quad (5.39)$$

În relația (5.39), prin considerarea cazului continuu ( $f \cong 0$ ) și  $\mu_r \gg 1$ , obținem relația (5.37).

Pentru frecvențe ridicate, care implică o adâncime de pătrundere  $\delta \ll d$ , eficiența de ecranare a câmpului electric se calculează cu formula:

$$EE_E = 20 \lg_{10} \cdot \left( \frac{\sigma \cdot \delta \cdot e^{\frac{d}{\delta}}}{6\sqrt{2}\pi \cdot f \cdot \epsilon_0 r} \right) \quad (5.40)$$

iar cea a câmpului magnetic cu:

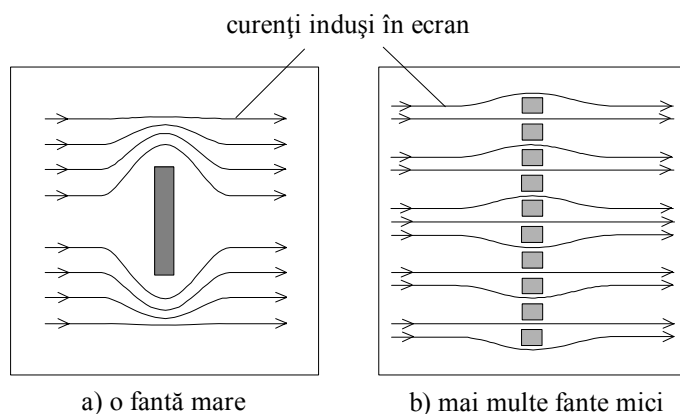
$$EE_M = 20 \lg_{10} \cdot \left( \frac{r \cdot e^{\frac{d}{\delta}}}{3\sqrt{2} \cdot \mu_r \delta} \right) \quad (5.41)$$

## 5.5 Ecranul real ( cu fante)

Formulele (aproximative) prezentate anterior au fost deduse în ipoteza simplificatoare a ecranului ideal, fără orificii, aperturi, discontinuități. În realitate, un ecran conține orificii de îmbinare și de prindere, găuri de ventilație, de intrare și ieșire a firelor de conexiuni, de fixare a unor eventuale butoane și comutatoare, care contribuie la micșorarea eficienței teoretice de ecranare.

Proiectantul trebuie să asigure o valoare a ecranării teoretice (cazul ecran continuu-ideal) mai mare decât cea efectiv necesară, luând o serie de măsuri pentru minimizarea “scurgerilor” de câmp.

Discontinuitățile din ecran au mai mare impact asupra ecranării magnetice și de aceea abordarea “scăpărilor” de câmp magnetic este acoperitoare. Ecranarea magnetică depinde, în principal, de curenții turbionari induși în peretele incintei ecran care vor fi afectați de orice discontinuitate întâlnită. Scăpările de flux magnetic depind în special de cea mai mare dimensiune a fantei. Un număr mare de orificii mici (de suprafață totală egală cu suprafața fantei inițiale) vor avea același efect de ventilare dar vor influența mult mai puțin curenții turbionari induși (figura 5.8).



**Fig. 5.8** Influența fantelor din ecran asupra stabilirii curenților turbionari

Efectul unei fante în ecran depinde de natura și frecvența câmpului incident, de forma și dimensiunile ecranului, de forma și dimensiunea fantei, de natura regiunii protejate prin ecranare, de poziția și impedanța circuitului susceptor.

De regulă, dimensiunile aperturilor sunt mici față de lungimea de undă a câmpului incident. Respectând principiul lui Huygens de propagare a undelor

electromagnetice, se poate considera că fanta la care a ajuns frontul de undă la un moment dat devine sursa unor unde electrice și magnetice elementare (câmpul din spatele fantei este cel generat de un dipol electric și un dipol magnetic, plasați în centrul aperturii). Dacă fanta are două dimensiuni comparabile (elipsă, dreptunghi), din punctul de vedere al propagării va reprezenta efectul cumulat al unui dipol electric perpendicular pe planul ecranului și a doi dipoli magnetici conținuți în plan, fiecare fiind paralel cu una din axele de simetrie ale orificiului.

Dipolul electric are intensitatea:

$$p = \alpha_e \cdot \varepsilon_0 \cdot E_p \quad (5.42)$$

unde  $E_p$  este câmpul electric perpendicular pe ecran iar cei doi dipoli magnetici:

$$m_a = \alpha_{ma} \cdot H_{ta} \quad (5.43)$$

$$m_b = \alpha_{mb} \cdot H_{tb}$$

Cu indicele  $a$ , respectiv  $b$ , s-au notat componentele câmpului magnetic tangențial  $H_t$ , paralele cu cele două axe ale fantei.

Mărimile  $\alpha_e$ ,  $\alpha_{ma}$  și  $\alpha_{mb}$  au dimensiuni de volum și indică “gradul de polarizare” introdus de fanta respectivă.

Pentru cazurile cele mai frecvente (cerc, elipsă plată, dreptunghi plat), mărimile de “polarizare” sunt calculate și se găsesc în literatură (tabelul 5.3).

Forma	$\alpha_e$	$\alpha_{ma}$	$\alpha_{mb}$
cerc de rază $a$	$\frac{2a^3}{3}$	$\frac{4a^3}{3}$	$\frac{4a^3}{3}$
Elipsă plată, de axe $2a$ și $2b$ , $a \gg b$	$\frac{\pi a b^2}{3}$	$\frac{\pi}{3} \cdot \frac{a^3}{\ln\left(\frac{4a}{b}\right) - 1}$	$\frac{\pi a b^2}{3}$
Dreptunghi, lungimea $L$ , lățimea $l$ , $L = 2l$ $L = 5l$ $L = 10l$	$0,0370 \times L^3$ $0,0070 \times L^3$ $0,0019 \times L^3$	$0,1580 \times L^3$ $0,0906 \times L^3$ $0,0645 \times L^3$	- - -

**Tabelul 5.3** Coeficienții de polarizare pentru principalele forme de fantă



Intensitățile câmpurilor electric și magnetic, de-a lungul unei drepte perpendiculare pe ecran (ce trece prin centrul fantei), la distanța  $r$  de aceasta, (în “spatele” ecranului), pot fi calculate cu formulele:

$$E = \frac{p}{\pi \cdot \epsilon_0 \cdot r^3} = \frac{\alpha_e \cdot E_p}{\pi \cdot r^3} \quad (\text{câmp electric}) \quad (5.44)$$

$$H_a = \frac{m_a}{2\pi \cdot r^3} = \frac{\alpha_{ma} \cdot H_{ta}}{2\pi \cdot r^3} \quad (\text{comp. câmp mag. paralelă cu “a”}) \quad (5.45)$$

$$H_b = \frac{m_b}{2\pi \cdot r^3} = \frac{\alpha_{mb} \cdot H_{tb}}{2\pi \cdot r^3} \quad (\text{comp. câmp mag. paralelă cu “b”}) \quad (5.46)$$

Modificările intensității câmpurilor electrice, ca urmare a nerespectării condiției de perpendicularitate pe ecran a dreptei pe care se măsoară distanța  $r$ , pot fi neglijate.

În situația în care grosimea ecranului este comparabilă (sau chiar mai mare) cu lățimea fantei, atunci câmpurile penetrante au valori mai mici decât cele rezultate din calcule, fanta putând fi considerată drept un ghid de undă lucrând sub frecvența de tăiere.

Astfel, pentru un ghid de undă cilindric (de diametru  $d$  și lungime  $l$ ), o undă plană, perpendiculară pe apertură va suferi o atenuare suplimentară:

$$S = 32 \frac{l}{d} \text{ dB} \quad (5.47)$$

Relația (5.47) este valabilă pentru frecvențe ale câmpului mult mai mici (cel puțin de 4 ori) decât frecvența de tăiere a ghidului de undă cu secțiune circulară, care se calculează cu relația:

$$f_t \cong 0,175 \times \frac{10^9}{d} \quad [\text{Hz}] \quad (5.48)$$

În cazul în care “ghidul de undă” are secțiunea dreptunghiulară, cu dimensiunea maximă  $W$  și adâncimea  $l$ , atenuarea introdusă se calculează cu o formulă asemănătoare cu (5.47):

$$S = 27,3 \frac{l}{W} \text{ dB} \quad (5.49)$$

Formula (5.48) este valabilă în cazul în care unda incidentă are frecvența cu mult sub frecvența de tăiere a fantei dreptunghiulare:

$$f_t = \frac{3 \cdot 10^8}{2W} \quad [\text{Hz}] \quad (5.50)$$

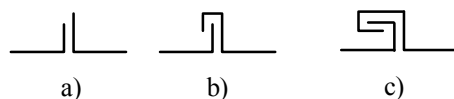
## 5.6 Soluții tehnologice pentru “tratarea electro-magnetică” a fantelor

Pentru ca degradarea eficienței de ecranare a ecranului real să fie

minimă, se recomandă unele măsuri:

\* Îmbinările nedemontabile între pereții ecranului să se realizeze prin alămiră sau sudură autogenă (cordon continuu, nu prin puncte); dacă tehnologic se optează pentru sudura prin puncte, distanțele dintre ele nu trebuie să fie mai mari de 5 cm.

\* Pentru asigurarea “etanșeității” electromagnetice, se recomandă îmbinările prin îndoire din figura 5.9, b și c, în favoarea variantei mai simple, din figura 5.9 a.

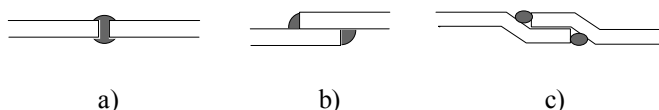


**Fig. 5.9**

a) Îmbinare simplă

b) și c) Îmbinare cu “etanșare” electromagnetică

\* Îmbinarea prin sudură trebuie realizată în varianta “cu treaptă”, prezentată în figura 5.10 c și nu în varianta “dreaptă” din figura 5.10 a și b.



**Fig.5.10**

a) și b) Sudură dreaptă

c) Sudură cu treaptă (etanșare electromagnetică)

\* Găurile practicate în ecran pentru șuruburi sau nituri, alături de orificiile pentru “sertare” sau “uși” trebuie “etanșate” cu garnituri din sârmă lițată (de Cu). Modul cel mai eficient de întrețesere este tip “fagure”. În general, eficacitatea de ecranare a acestor “țesături” metalice crește cu permeabilitatea și conductibilitatea materialului și cu densitatea țesăturii. Problema densității țesăturii se pune mai ales la echipamentele de bord, unde greutatea este un parametru esențial.

Se definește un coeficient de acoperire al “decupării” de către plasa de sârmă lițată:

$$K = \frac{\text{suprafata efectiv acoperită de sârmă}}{\text{suprafata totală a ecranului}} \cdot 100(\%)$$

În cazul aparaturii profesionale, acest  $K$  trebuie să fie mai mare de 85%. Dacă se dorește în mod special și o ecranare magnetică, sârma lițată poate fi din benzi (fire) amorfe care, datorită secțiunilor mici, se pretează la operațiunea de “țesere”.

\* Utilizarea materialelor de ecran tip “fagure”, atunci când trebuie asigurată ventilația, robustețea solicitată fiind mult mai mare decât cea oferită de țesătura lițată. Prezintă avantajul că sunt mult mai rezistente la șocuri mecanice și la coroziuni. Eficacitatea de ecranare manifestată la frecvențe inferioare frecvenței de tăiere, depinde de latura hexagonului (fagurelui), de numărul de “ghiduri” hexagonale și de “adâncimea” acestor ghiduri.

Orientativ, un panou din oțel tip fagure, având latura hexagonului de 0,32 cm și adâncimea de 1,25 cm, asigură o atenuare de aproximativ 50 dB (câmpul incident având frecvența între 100 kHz și 1 GHz).

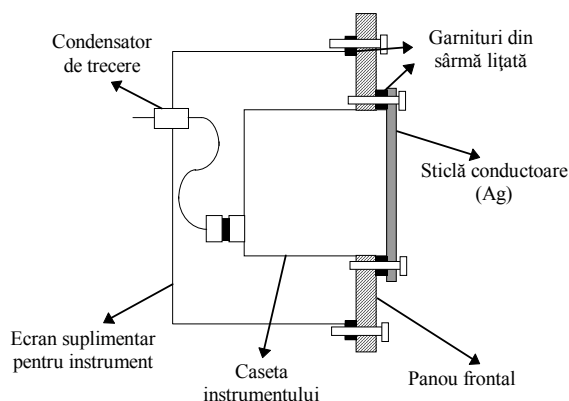
\* În general, fantele care nu pot fi “închise” cu un capac de metal (fiind strict necesare pentru ventilație, axe ale butoanelor și potențimetrelor de comandă sau pentru fixarea conectorilor tip mamă-tată), pot fi proiectate pentru a acționa ca atenuatori tip “ghid de undă” pentru frecvențele mai mici decât frecvența de tăiere. Prin definiție, frecvența de tăiere este cea mai mică frecvență pentru care propagarea undei electromagnetice se face fără atenuare. Sub acest prag, atenuarea este funcție de lungimea ghidului și de frecvența undei plane incidente. Astfel, pentru un ghid de undă de secțiune pătrată de latură  $a$  (exprimată în m), frecvența de tăiere (exprimată în MHz) se calculează cu relația:

$$f_t = \frac{270}{\sqrt{a}} \text{ MHz} \quad (5.51)$$

Notând cu  $\lambda_t$  lungimea de undă corespunzătoare frecvenței  $f_t$ , atenuarea introdusă de fanta având secțiunea un pătrat de latură  $a$  și adâncimea  $d$  exprimată în dB, va fi dată de formula:

$$A = 54,5 \cdot \left(\frac{d}{\lambda_c}\right) \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2} \text{ [dB]} \quad (5.52)$$

În concluzie, se poate afirma că adâncimea fantei determină atenuarea, în timp ce “deschiderea” aperturii stabilește frecvența de tăiere.



**Fig. 5.11** Ecranare “totală” a instrumentului de măsură

\* Pentru ecranarea decupajelor din panou necesare afișării rezultatelor (în mod analogic, digital sau alfanumeric) se utilizează sticlă conductoare (conținând argint), care asigură o vizibilitate satisfăcătoare, având în același timp bune proprietăți electrice.

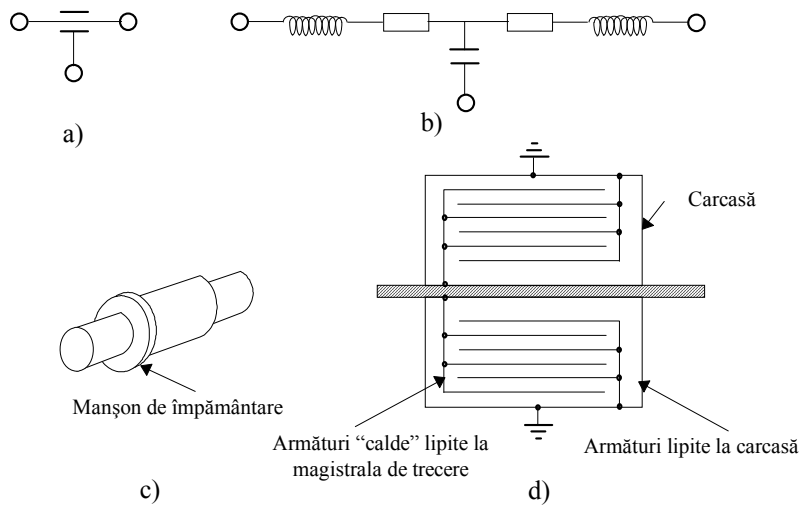
Tehnologic, sticla cu Ag are rezistența de suprafață cuprinsă între 20 și 200  $\Omega/\text{cm}^2$ , pentru care asigură o eficacitate de ecranare la propagarea undei plane între 12 și respectiv 4 dB. Utilizarea a două straturi determină o creștere a eficienței de ecranare cu 3-4 dB, cu prețul diminuării vizibilității.

Pentru mărirea eficienței de ecranare, instrumentul trebuie protejat din toate direcțiile (vezi figura 5.11).

Condensatorul de trecere, având de regulă trei terminale, asigură o cale de minimă rezistență pentru semnalul util (de joasă frecvență), contornând la masă radio-frecvențele parazite.

Simbolul unui condensator de trecere și circuitul electric echivalent sunt prezente în figura 5.12a, respectiv 5.12b.

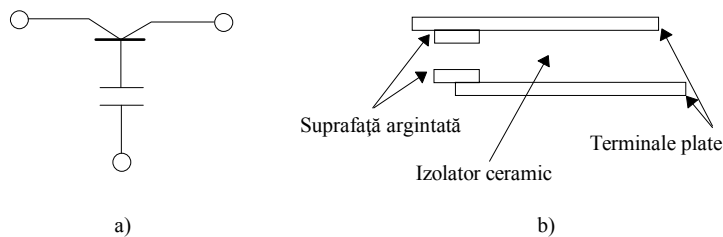
Aspectul exterior și principiul de realizare efectivă a unui astfel de condensator sunt prezentate în figura 5.12, c și d.



**Fig. 5.12** Condensatorul de trecere

- a) simbol grafic    b) schema electrică echivalentă  
 c) aspect exterior    d) soluție constructivă

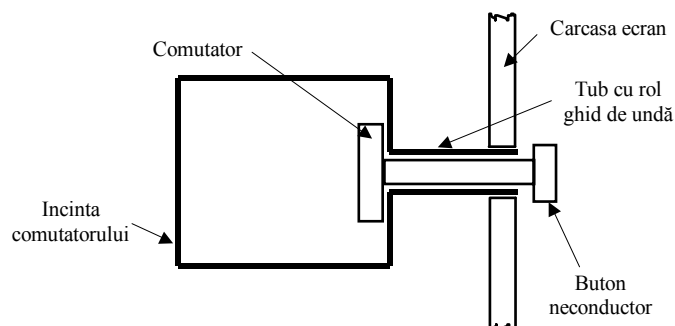
Cu finalitate asemănătoare este și utilizarea condensatoarelor având terminale “scurte și plate”, care permit o reducere a inductanței terminalelor și o creștere a suprafeței de contact. În figura 5.13a este reprezentat simbolul grafic al acestor condensatoare iar în figura 5.13b, soluția constructivă adoptată:



**Fig. 5.13** Condensator cu trei terminale

- a) Simbol grafic    b) Principiu de realizare practică

Orificiul practicat în carcasa-ecran pentru axul unui buton de comandă



**Fig. 5.14** Decupare în carcasa-ecran, cu funcție secundară de ghid de undă

al unui comutator sau potențiomtru poate fi transformat de proiectant într-un eficient ghid de undă, conform figurii 5.14:

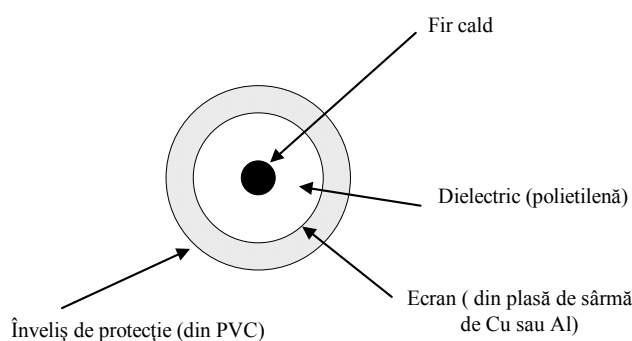
## 5.7 Ecranarea firelor de legătură și a conectorilor

O parte importantă a ecranării unui sistem de măsură o constituie protecția electromagnetică asigurată firelor de interconexiune, care trebuie abordată în strânsă legătură cu ecranarea conectorilor.

### 5.7.1 Cablul coaxial

#### 5.7.1.1 Prezentare generală

Este cel mai folosit tip de fir ecranat. Secțiunea transversală arată ca în figura 5.15:



**Fig. 5.15** Secțiune transversală a unui cablu coaxial

Între firul cald și ecranul flexibil din plasă de sârmă se stabilește o inductanță mutuală notată cu  $M_{fe}$ , astfel încât putem să acceptăm (la limită) analogia dintre acestu cablu și un transformator.

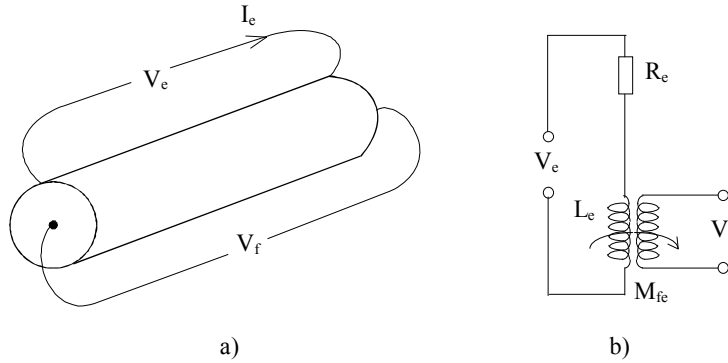
Deoarece întreg fluxul  $\phi$  asociat curentului  $I_e$  din ecran înconjoară conductorul interior, avem inductanța ecranului:

$$L_e = \frac{\phi}{I_e} \quad (5.53)$$

Presupunând densitatea curentului uniformă în secțiunea transversală a ecranului, putem accepta aproximația:

$$L_e \cong M_{fe} \quad (5.54)$$

Dacă privim cablul coaxial drept un transformator, avem situația din figura 5.16:



**Fig. 5.16** Ansamblul fir-ecran modelat prin inductanța mutuală

Astfel, curentul  $I_e$  din ecran, induce în firul central o t.e.m. având expresia:

$$V_f = j \cdot 2\pi f \cdot M_{fe} \cdot I_e \quad (5.55)$$

sau, ținând cont de (5.54), obținem:

$$V_f = j \cdot 2\pi f \cdot L_e \cdot I_e \quad (5.56)$$

Dacă  $R_e$  este rezistența ohmică a ecranului și  $V_e$  este căderea de tensiune pe ecran, relația (5.56) devine:

$$V_f = \frac{j \cdot 2\pi f \cdot L_e \cdot V_e}{R_e + j \cdot 2\pi f \cdot L_e} \quad (5.57)$$

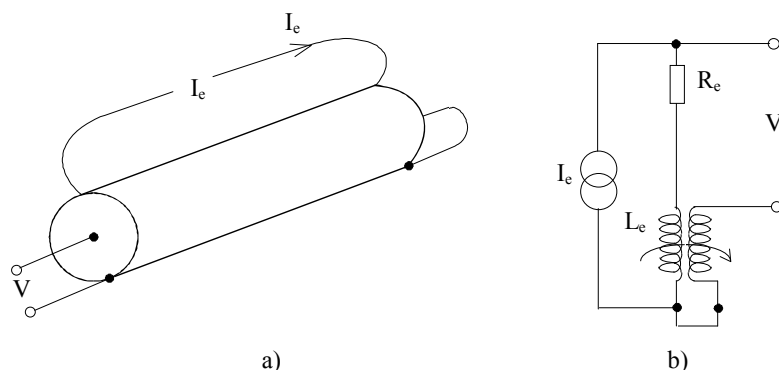
Dacă notăm cu  $f_t$  frecvența de tăiere a ecranului, definită de raportul  $\frac{R_e}{2\pi \cdot L_e}$  și în relația (5.57) considerăm valorile absolute, obținem:

$$|V_f| = \frac{|V_e|}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_t}{f}\right)^2}} \quad (5.58)$$

Dacă frecvența câmpului depășește clar frecvența proprie (de tăiere) a ecranului (care este de ordinul 1 kHz), numitorul din relația (5.58) se apropie de valoarea unitară și  $|V_f| = |V_e|$ .

### 5.7.1.2 Impedanța de transfer

Impedanța de transfer reprezintă o modalitate de evaluare a eficienței de ecranare. Să considerăm cablul coaxial cu circuitul său echivalent, din figura 5.17a, respectiv 5.17b:



**Fig. 5.17** Cablu coaxial

a). Scurtcircuitat la unul din capete b) Circuitul echivalent

La unul din capetele cablului coaxial se face scurt între firul cald și cămașa-ecran. Dacă prin ecran se stabilește un curent  $I_e$ , tensiunea  $V$ , care apare la celălalt capăt al cablului (între firul interior și ecran) este suma dintre căderea de tensiune dintre capetele ecranului și tensiunea electromotoare indusă în firul cald, ca urmare a inductanței mutuale existente între acesta și ecran (cele două tensiuni au semn contrar).

Dacă frecvența este suficient de joasă, efectul pelicular poate fi neglijat.

$$V = I_e \cdot (R_e + j2\pi f \cdot L_e) - j2\pi f \cdot M_{fe} \cdot I_e \cong I_e \cdot R_e \quad (5.59)$$

Deoarece  $R_e$  este direct proporțională cu lungimea cablului, prin normalizare (față de lungime) se stabilește o mărime ce caracterizează tipul respectiv de cablu. Astfel, se definește impedanța de transfer a ecranului drept tensiunea ce apare între ecran și firul ecranat, în varianta curentului prin ecran de valoare unitară și a lungimii unitare a cablului.

$$Z_t \stackrel{def}{=} \frac{1}{I_e} \cdot \frac{dV}{dl} = \frac{dR_e}{dl} \quad (5.60)$$

Cu alte cuvinte, impedanța de transfer exprimă rezistența ohmică a ecranului pe unitatea de lungime.

La creșterea frecvenței, adâncimea de pătrundere scade, devine comparabilă cu grosimea ecranului și impedanța de transfer începe să scadă. Aceasta este consecința creșterii concentrației curentului prin ecran, spre



suprafața exterioară. Raportul  $\frac{|Z_t|}{R}$  devine subunitar, pentru frecvențe de ordinul 200-300 kHz. Acest mecanism rămâne în continuare dominant pentru ecrane rigide, compacte. În cazul ecranelor din sârmă împletită, efectul fluxului de scăpări, datorat curentului din regiunea exterioară a ecranului, se manifestă sub forma unor diferențe între  $L_e$  și  $M_{fe}$ , care determină o creștere a lui  $Z_t$  cu frecvența. Frecvența la care acest efect devine dominant depinde de procentul de “acoperire” oferit de structura împletită și are o valoare cuprinsă în intervalul 700 kHz și 2 MHz.

### 5.7.1.3 Admitanța de transfer

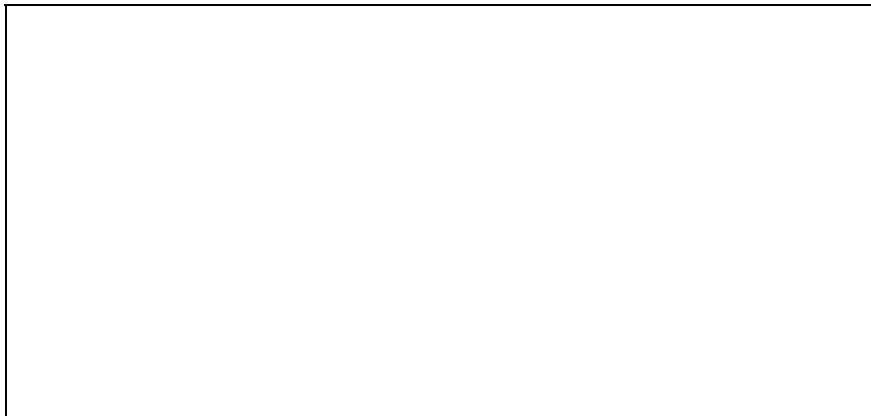
Eficacitatea ecranării împotriva câmpurilor electrice este cel mai bine evaluată de un alt parametru, admitanța de transfer, care este o măsură a capacității reciproce dintre firul interior și ecranul exterior.

$$Y_t \stackrel{def}{=} \frac{1}{V_e} \cdot \frac{dI_{sc}}{dl} \quad (5.61)$$

unde  $I_{sc}$  este curentul de scurt-circuit (stabilit între firul cald și ecran), pe unitatea de lungime de cablu, datorat diferenței de potențial  $V_e$  dintre ecran și o suprafață conductoare situată în vecinătate.

Pentru măsurarea admitanței de transfer considerăm circuitul echivalent din figura 5.18, în care s-a notat cu  $lC_{pf}$  capacitatea reciprocă distribuită dintre conductorul exterior și miezul cablului iar cu  $lC_{pe}$  valoarea mult mai mare a capacității dintre ecran și conductorul exterior.

Atât impedanța firului cald cât și impedanța ecranului sunt neglijabile față de reactanțele capacitive reprezentate în figura 5.18.



**Fig. 5.18** Cablu coaxial plasat în vecinătatea unei suprafețe conductoare

a) Reactanțe capacitive distribuite    b) Circuit electric echivalent

Admitanța de transfer se va calcula cu formula:

$$Y_t = j2\pi f \cdot C_{pf} \quad (5.62)$$

Între cele trei capacități se poate stabili relația:

$$C_{pf} = k \cdot C_{pe} \cdot C_{ef} \quad (5.63)$$

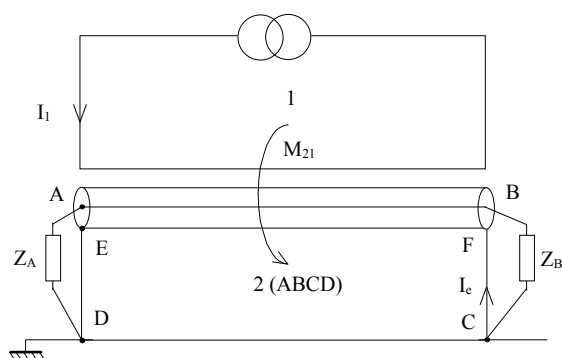
unde s-a notat cu  $C_{ef}$  capacitatea pe unitatea de lungime dintre ecran și firul ecranat,  $k$  fiind un parametru ce depinde de permeabilitatea izolatorului folosit și de structura (acoperirea) ecranării. Aceste “scurgeri” sunt importante numai în circuitele de impedanță ridicată, unde curenți mici de scurt-circuit pot da naștere la căderi de tensiune considerabile.

#### 5.7.1.4 Ecranarea câmpurilor magnetice

Valorile apropiate ale lui  $L_e$  și  $M_{fe}$  determină un efect de ecranare a câmpurilor magnetice utilizând un ecran fără proprietăți magnetice.

Acest efect, posibil prin legarea ambelor capete ale ecranului la masă este reprezentat simbolic în figura 5.19.

Firul ecranat AB se găsește în proximitatea circuitului 1, prin care circulă curentul  $I_1$  (ce devine, datorită cuplajului nedorit, sursă de zgomot pentru circuitul 2).



**Fig. 5.19** Atenuarea câmpurilor magnetice parazite produsă prin legarea ecranului la masă la ambele capete

Atât timp cât ecranul corespunzător firului cald AB nu este conectat la masă la ambele capete (deci nu se poate stabili prin ecran un curent), inductanța mutuală între cele două circuite vecine este  $M_{21}$  iar tensiunea electromotoare generată de curentul  $I_1$  în circuitul 2 este:

$$V_2 = j2\pi f \cdot M_{21} \cdot I_1 \quad (5.64)$$

Dacă ecranul cablului coaxial este împământat la ambele capete,

acceptând inductanța mutuală între circuitul 1 și firul cald AB ca fiind aproximativ egală cu cea între circuitul 1 și ecranul cablului (în această configurație inductanța mutuală nu depinde de diametrul cablului coaxial), în ecran se va induce o tensiune practic egală cu cea precizată în relația (5.64) iar curentul din ecran va fi:

$$I_e = \frac{V_2}{R_e + j2\pi f \cdot L_e}, \quad (5.65)$$

acesta generând în AB tensiunea electromotoare:

$$V_{fe} = j2\pi f \cdot M_{fe} \cdot I_e, \quad (5.66)$$

de polaritate opusă lui  $V_2$ .

Ținând cont de (5.64)÷(5.66) și de egalitatea aproximativă  $M_{fe} = L_e$ , putem exprima valoarea netă a tensiunii induse (parazit) în circuitul 2 de curentul  $I_1$ :

$$|V_{2net}| = \frac{M_{21} \cdot I_1 \cdot \left(\frac{R_e}{L_e}\right)}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (5.67)$$

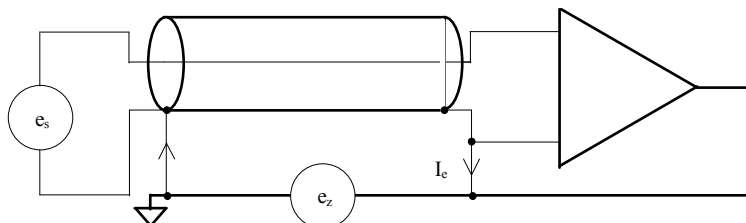
În baza relației (5.67) se poate afirma că ecranul împământat la ambele capete produce o atenuare a câmpurilor magnetice parazite, având frecvențe clar mai mari decât frecvența de tăiere,  $\frac{R_e}{2\pi L_e}$ .

### 5.7.1.5 Considerații asupra legării ecranului cablului coaxial

Prin realizarea unei conexiuni de împământare, curentul de zgomot generat în ecran de un câmp electric perturbator este canalizat către pământ. Capacitatea mutuală între firul cald și un alt conductor din ambient poate fi neglijată în cazul unui ecran care asigură o bună “acoperire” a firului protejat.

Așa cum s-a arătat în 5.7.1.4, conexiunea la masă a ambelor capete ale ecranului oferă o bună protecție împotriva câmpurilor magnetice având frecvența de cel puțin 5 ori mai mare decât frecvența de tăiere. Trebuie precizat că soluția împământării la ambele capete este recomandabilă numai în cazul unui “pământ” nezegomotos.

În figura 5.20 este prezentată situația când între punctul de împământare la sursă și cel de împământare la amplificator există o diferență de potențial (datorată curenților de fugă sau “vagabonzi” care se închid prin masă).



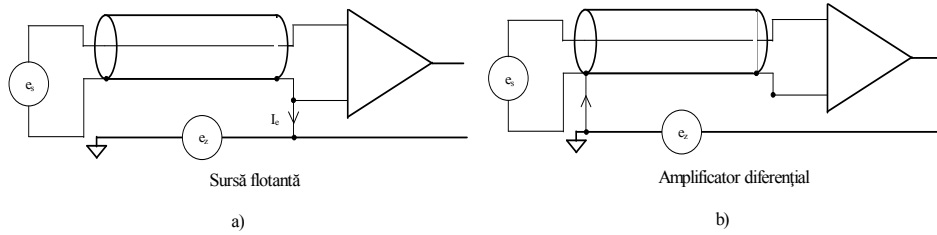
**Fig. 5.20** Tensiunea de zgomot tip “mod comun”, datorată curenților vagabonzi ce se închid prin “referință”

Diferența de potențial  $e_z$  dintre cele două împământări determină un curent  $I_e$  prin ecran, care, datorită impedenței de transfer a ecranului, aplică o tensiune de “zgomot”  $V_Z$  la intrarea amplificatorului.

La frecvențe de peste câteva sute de  $kHz$  (când adâncimea de pătrundere a câmpului este mai mică decât grosimea ecranului), curentul de zgomot se concentrează către suprafața exterioară a ecranului, ceea ce diminuează substanțial amestecul dintre curenții de semnal și cei de zgomot, proveniți din “referință”.

În domeniul limitat de frecvența de tăiere a ecranului și de frecvența la care adâncimea de pătrundere egalează grosimea ecranului, se optează pentru împământarea ecranului la un singur capăt dacă perturbația dominantă provine de la “mase zgomotoase” sau la amândouă capetele în cazul unui cuplaj magnetic preponderent.

În cazul sursei de semnal flotante, figura 5.21.a sau al utilizării unui amplificator diferențial, figura 5.21.b, sunt preferate conexiuni care reduc suprafața prin care s-ar putea reliza un cuplaj magnetic, evitând și injectarea perturbațiilor provenind din “pământul” real, zgomotos.



**Fig. 5.21** Reducerea suprafeței “vulnerabile” la cuplaje prin inducție  
a) sursă flotantă      b) amplificator diferențial

La frecvențe ridicate este avantajos de împământat ecranul la ambele capete. Este recomandabil ca ecranul să fie plasat la o distanță mică față de suprafața de masă, pentru reducerea curentului indus în ecran de câmpul magnetic și electromagnetic, care la rândul lui, prin impedanța de transfer a ecranului produce o tensiune electromotoare în firul cald. De fapt, la frecvențe înalte este dificil de realizat o izolație a ecranului față de masă, datorită capacității dintre masă și ecran.

Sunt două modalități de conectare a ecranului cablului coaxial la masă: uniformă și “coadă de porc” (cu fir răsucit) - figura 5.22.

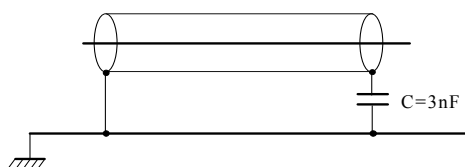


**Fig. 5.22** Conectarea ecranului cablului coaxial la carcasă  
a) direct      b) prin fir răsucit(codiță de porc)

Utilizând conexiunea uniformă se asigură o ecranare mai bună la “capete”, evitându-se “neuniformități” ale curentului de ecran ce ar putea conduce la creșterea impedanței de transfer în zona terminală.

Dacă lungimea cablului devine comparabilă cu lungimea de undă (la creșterea frecvenței câmpului perturbator sau în cazul unor cabluri lungi) sunt recomandate “împământări” multiple, pentru a evita creșterea cuplajului ecran-fir cald, ca un rezultat al neuniformității potențialului de ecran.

O soluție de compromis utilă atunci când avem un spectru parazit larg, este prezentată în figura 5.23:



**Fig.5.23** Legare mixtă a ecranului cablului coaxial la masă

Datorită prezenței condensatorului, ecranul poate fi considerat legat la un singur capăt (la frecvențe joase) sau la ambele capete (cazul frecvențelor ridicate). Condensatorul  $C$  trebuie să aibe terminale foarte scurte, pentru minimizarea autoinductanței parazite.

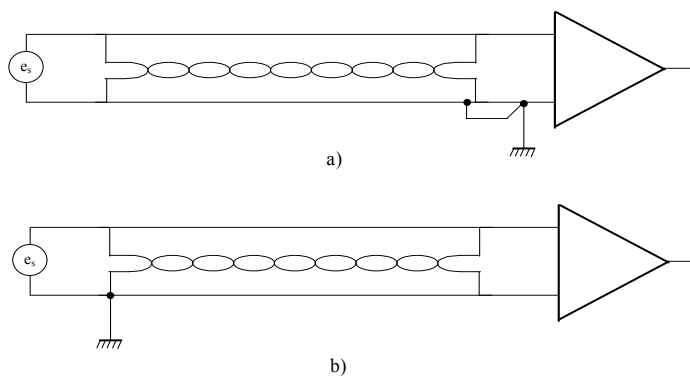
Cel mai uzual (ușor și flexibil) ecran de cablu este realizat din fire împletite. Eficiența acestui tip de ecranare scade la frecvențe mari atunci când lungimea de undă devine comparabilă cu “ochiul” împletiturii. Firele împletite pot fi din Cu, Al sau material magnetic amorf.

O altă variantă de realizare a ecranului este din folie subțire roluită în jurul izolației (poate fi chiar foiță de staniol). În cazul în care folia are bune proprietăți magnetice, este recomandabilă evitarea șocurilor și stress-urilor mecanice care-i reduc substanțial permeabilitatea. Este necesar un strat protector din PVC, care să mențină folia în poziția roluită, evitând în același timp o punere la masă accidentală.

O altă posibilitate de ecranare este pozarea cablului în tuburi (conducte) metalice, flexibile sau rigide.

## 5.7.2 Cablul răsucit (ecranat)

Cea mai simplă metodă de micșorare a suprafeței prin care se poate închide un flux magnetic parazit este utilizarea cablului răsucit (torsadat). Un ecran metalic reduce posibilitățile de cuplaj în câmp electric. În general, cablul torsadat ecranat reprezintă o soluție foarte bună la frecvențe joase. În figura 5.24.a sunt prezentate conexiunile recomandabile în cazul unei surse flotante iar în figura 5.24.b, în cazul utilizării unui amplificator diferențial.



**Fig.5.24** Utilizarea cablului răsucit pentru conexiunea sursă-  
preamplificator  
a) sursă flotantă      b) amplificator diferențial