

**Petre OGRUȚAN**

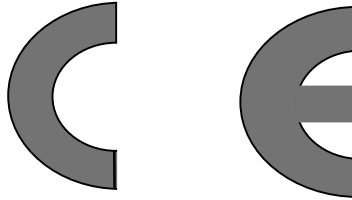
**Florin SANDU**

# **Compatibilitate electromagnetică**

1999

## Importanța EMC. Istoric.

**De la 1 ianuarie 1996 este obligatorie la toate aparatele, sistemele electrice și electronice să îndeplinească normele EMC ale Comunității Europene ca să poată fi oferite pe piață. Producătorul sau importatorul trebuie să primească un semn de conformitate astfel:**



Prima problemă de EMI semnalată a fost atunci când Marconi a instalat demonstrativ un set de telegrafe în legătură cu Anglia, Franța și SUA, care bineînțeles că nu au funcționat bine simultan (JOL72). A fost descoperit astfel accidental că frecvența este importantă în transmisia datelor.

În 1934 a fost creat CISPR, la început fiind interesați de domeniul EMC doar cei care lucrau în domeniul militar. În anii 1945-1955 a crescut precizia echipamentelor servo utilizate în armată, au apărut comunicațiile tactice radio pe nave, a apărut sonarul, s-a răspândit radarul și ca urmare problemele de interferență s-au diversificat. În anii 1955-1965 au apărut noi probleme de interferență datorită introducerii tensiunii de 440V/60Hz pe nave. După 1965 au apărut dispozitivele semiconductoare care au dus la răspândirea, miniaturizarea și diversificarea tuturor echipamentelor electronice.

În prezent o mare parte a populației folosește telefonul mobil, există telecomenzi radio pentru diverse echipamente, comunicații radio punct cu punct, aparate de uz casnic echipate cu microprocesor, comunicații prin satelit, calculatoare personale, posturi naționale și locale radio și TV și ca urmare problematica EMC devine din ce în ce mai importantă. De exemplu în SUA, din 1950 numărul de stații de emisie a crescut de 4 ori și a ajuns la 1400 de stații TV și 11000 radio. FCC a acordat licențe la 12 milioane de stații fixe și mobile pentru comunicații.

EMC este de importanță vitală mai ales în unele domenii:

- în aviație și tehnica spațială
- în marină
- în domeniul automobilelor
- în domeniul transporturilor cu trenuri rapide
- în tehnologia circuitelor integrate

Constructorii de avioane trebuie să fie siguri că aparatul de zbor va funcționa în orice condiții de perturbare electromagnetică. Se impun de aceea teste de susceptibilitate care necesită camere izolate foarte mari și emițătoare de ordinul sutelor de KW. Se caută soluții noi pentru materiale compozite de ecranare, pentru noi metode de test, de predicție și măsurare. Se încearcă mărirea imunității la perturbații a echipamentului electronic de bord. Se verifică de exemplu comportarea avionului la descărcări electrostatice printr-un aparat care descarcă o energie controlată în fuselaj, măsurându-se apoi influențele în interior (\*IEE92).

Un exemplu din tehnologia spațială este satelitul HITEN lansat în 1990 și care și-a terminat misiunea în 1993, cu un calculator de bord care a fost afectat de 655 de erori cauzate de radiațiile cosmice. Salve de erori au apărut după exploziile solare majore. În această perioadă calculatorul a funcționat corect datorită circuitului de votare (redundanță hardware hibridă) (NIR96).

La autoturisme problemele specifice EMC sunt date de faptul că în aceeași incintă trebuie să funcționeze atât partea electrică puternic perturbatoare (aprinderea, ștergătoarele de parbriz, ventilele ABS, comutatorul de lumini) cât și aparate care prelucrează informația (calculatorul de bord, comanda ABS, etc.). Cu cât autoturismul se modernizează și apar module noi de prelucrare, cu atât problemele de EMC devin mai importante.

În domeniul trenurilor rapide, la modernizarea liniei de metrou "Central Line", contractul de asigurare EMC a costat de ordinul a 1 milion de lire. Dificultățile au fost generate de schimbarea vechilor sisteme de semnalizare cu altele noi, fiind necesar totuși ca noile trenuri să poată funcționa și cu vechile sisteme de semnalizare pentru a nu bloca traficul.

În tehnologia VLSI, cerințele care se impun sunt:

- frecvența de tact > 100MHz
- viteze de transfer de ordinul sutelor Mbps
- comunicații la frecvențe > 1GHz

Aceste cerințe necesită o proiectare atentă din punct de vedere EMC. Cu cât în tehnologia VLSI se micșorează dimensiunile și grosimile stratului de siliciu pentru a obține nivele mari de integrare, cu atât circuitele devin mai vulnerabile la perturbații radiate. Un studiu cerut de NASA societății Cirrus Logic solicita ca memoria dintr-un circuit VLSI să fie realizată cu toleranță la erori (prin redundanță).

Un grafic al cheltuielilor de asigurare a EMC pentru diferite faze de realizare a unui aparat (fig. 1.1) sugerează că o preocupare pentru EMC din primele faze asigură costuri reduse.

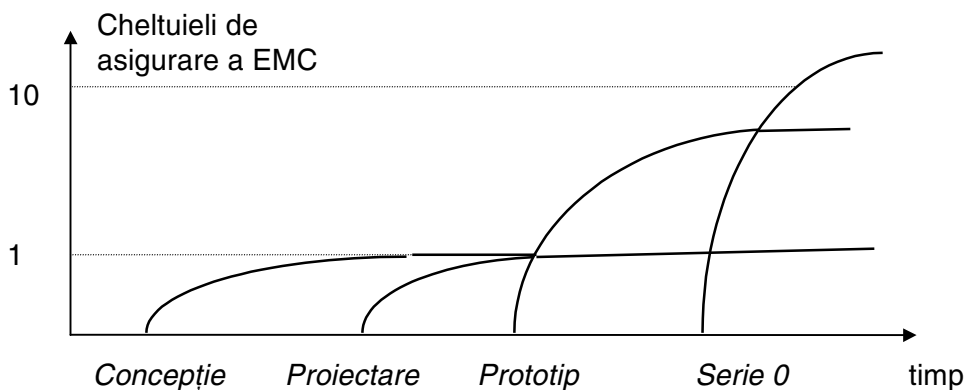


Figura 1.1

Importanța acordată acestui domeniu în țările dezvoltate a dus la organizarea de cursuri post universitare pentru inginerii din învățământ și producție, mai ales în domeniile în care perturbațiile pot produce pagube importante (domeniul militar). Organizatorul acestor cursuri este Donald R White (\*INT86). Se poate menționa ponderea dată în aceste cursuri diferitelor probleme de perturbare. Astfel un curs de 4 zile este împărțit pe zile astfel:

1. Masa, rațiuni și conflicte, masa la plachete cu circuite, ambient electromagnetic
2. Câmpuri electromagnetice, diafonie și surse de alimentare. La surse de alimentare se discută:
  - problemele surselor în comutație
  - filtre de alimentare și transformatoare izolatoare
  - set motor - generator pentru alimentare neîntreruptă
  - surse neîntreruptibile
3. Ecranare, teorie, materiale folosite
4. Rezolvarea unor probleme de interferență

Ca lucrări de referință în domeniu se pot cita cele 6 volume din colecția Don White Consultants (WHI72). În volumul 1 sunt prezentate definițiile și conceptele problemei EMC, arătându-se în detaliu modul în care se manifestă fenomenul de interferență. Lucrarea conține norme, standarde și specificații atât pentru domeniul industrial, cât și al bunurilor de larg consum și militar. Volumul 2 prezintă concepte fundamentale și aplicații practice referitoare la metodele de test și procedurile care trebuie aplicate în vederea atenuării interferenței electromagnetice. Sunt indicate de asemenea proceduri de testare a susceptibilității echipamentelor electronice, atât în cazul perturbațiilor conduse, cât și radiate. Prevenirea, controlul și suprimarea EMI fac obiectul volumului 3.

Lucrarea vizează sursele de EMI și susceptibilitatea receptorilor la perturbații, abordând o serie de probleme specifice cum sunt:

- analiza și prevenirea EMI în sistemele electronice;
- pozarea cablurilor și echiparea conectorilor;
- legătura la pământ -ecranarea și materialele utilizate în acest scop;
- filtrarea și izolarea rețelei de alimentare;
- controlul interferenței în componente, circuite și echipamente.

Aparatura de testare a EMI și condițiile de testare în câmp deschis și în incinte ecranate sunt descrise în volumul 4. Se analizează senzori, analizoare de spectre, precum și sisteme automate de măsură a EMI. Volumul 5 este o introducere în analiza influenței electromagnetice cu aplicații practice. Metodele utilizate, empirice și teoretice acoperă o clasă largă de surse de zgomot din mediul înconjurător: emițătoare și receptoare, radare, comunicații vocale și numerice, aparatură de navigație, etc. O prezentare a numeroaselor reglementări, normative și standarde, precum și a agențiilor de control care au atribuțiuni pe linia specificării măsurilor pentru controlul EMI este dată în volumul 6.

Una din cele mai complete lucrări de referință este (SAN90). În capitolul 1 "Perturbații electromagnetice, mediul electromagnetic și protecția susceptorilor" se trec în revistă noțiuni generale, standarde și reglementări, definiții, și se caracterizează semnalele în domeniul timp și domeniul frecvență. Se enumeră apoi în lucrare posibilități de legare între ele a masei electronice, a pământului de protecție, a carcasei conductive, se indică alegerea punctului de contact la pământ la echipamentele sensibile. Se citează în continuare o listă de măsuri antiperturbative la transmisia intra / intersisteme a semnalelor. Se trec în revistă materiale, componente și dispozitive antiperturbative (filtre, capacități, inductivități și ferite absorbante, elemente de limitare). Capitolul "Protecția ambientului electromagnetic" descrie micșorarea perturbațiilor la generator. Pentru prima dată la noi se face asocierea dintre noțiunea de compatibilitate electromagnetică și poluarea mediului.

O carte de mare valoare a apărut în 1996, tradusă și în limba română (SCH96), care se remarcă prin claritate, simplitate și modernitate.

Pe măsura introducerii materiei de EMC în Universitățile noastre au apărut cărți și studii de compatibilitate, așa cum sunt cele de la Constanța (SOT97) și la Iași (SER95), ultima lucrare fiind un remarcabil tratat de ecranare. O carte apărută la Timișoara (IGN96) detaliază aspecte legate de măsurări în EMC.

Publicațiile periodice în domeniul compatibilității electromagnetice sunt IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility și EMC Technology Magazine (Don White Consultants).

EMC studiază unele efecte ale câmpului electromagnetic. Chiar dacă se poate considera banal, este bine să fie dată la început o definiție a câmpului electromagnetic (DIM72):

*"Câmp electromagnetic- formă a materiei care prezintă o anumită continuitate a distribuției în spațiu, caracterizată printr-un câmp electric și unul magnetic variabile în timp, care se condiționează reciproc și se propagă cu viteza luminii. În fiecare punct al câmpului, asupra corpurilor încărcate sau polarizate electric, polarizate magnetic sau prin care circulă curent electric, acționează forțe și cupluri de forțe determinate de cele 4 mărimi vectoriale (H,B,D,E)."*

## 1. Interacțiunea dintre mediu și echipamentele electronice

Asupra unui sistem electronic se manifestă o multitudinea de influențe exterioare. Figura 1.2 arată o imagine globală a influențelor exterioare, cu exemple sugestive:

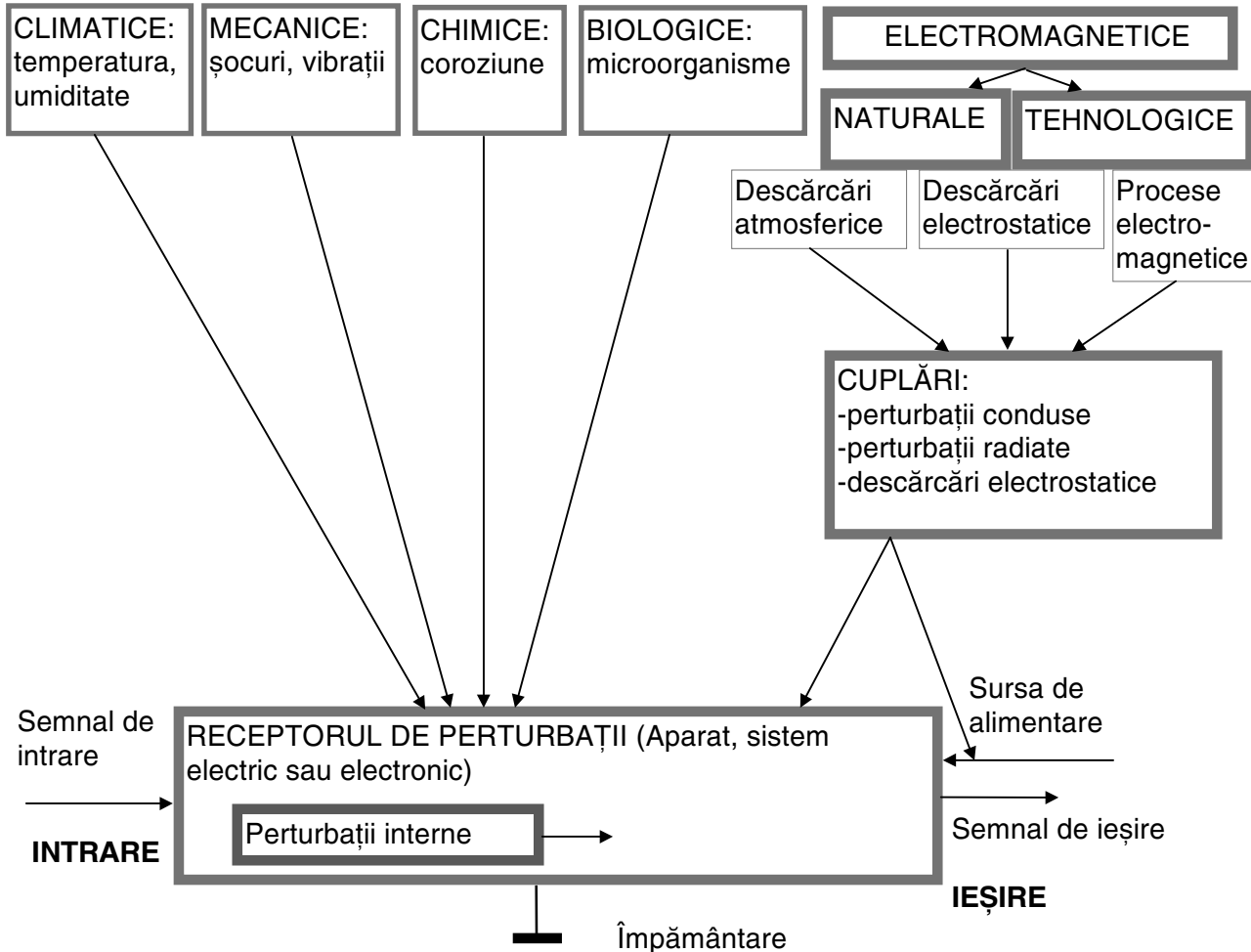


Figura 1.2

Obiectul compatibilității electromagnetice este studiul perturbațiilor electromagnetice.

### 1.1. Definiții. Aspecte juridice

**Compatibilitatea electromagnetică EMC**, (*EMC- Electromagnetic Compatibility în engleză, respectiv EMV- Electromagnetische Verträglichkeit în germană*), constă în abilitatea sistemelor sau subsistemelor de a opera în mediul stabilit, fără să sufere și fără să cauzeze degradări inacceptabile ale funcționării din cauza influențelor electromagnetice (conform Dicționarului Electrotehnic Internațional IEC 50).

Compatibilitatea electromagnetică are 4 componente esențiale:

- caracteristicile perturbațiilor și ale generatorului de perturbații
- caracteristicile traseului de transmitere a perturbațiilor între perturbant și perturbat
- susceptibilitatea dispozitivului perturbat la tipul energiei perturbante a generatorului

d) timpul sau momentul în care emite perturbatorul în raport cu nivelul de susceptibilitate la perturbații al dispozitivului perturbat în acel moment.

**Starea de compatibilitate electromagnetică** este atinsă într-un sistem când nivelul de imunitate la perturbații al oricărui dispozitiv din sistem este mai ridicat decât nivelul de perturbații la care este supus dispozitivul. Starea de compatibilitate depinde de sistem, deci un dispozitiv poate fi compatibil într-un sistem dar poate să nu fie în altul.

**Nivelul de imunitate electromagnetică** al unui dispozitiv se definește ca valoarea maximă a perturbației care poate fi aplicată dispozitivului fără ca acesta să-și piardă din performanțele nominale (garantate).

**Marginea de compatibilitate** se definește ca raportul între nivelul de imunitate la perturbații al dispozitivului sau sistemului și nivelul de perturbații la care este supus.

**Interferența electromagnetică** se definește ca interacțiunea între perturbant și perturbat care afectează performanțele perturbatului.

**Susceptibilitatea electromagnetică** constă în capacitatea și nivelul cu care un dispozitiv sau sistem răspunde la energia nedorită a perturbației.

Un organism însărcinat cu studiul problematicii EMC, propuneri de standardizare, reclamații, este CISPR, (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectrique).

**Aspectul juridic** al compatibilității electromagnetice este următorul: cel care construiește și pune în exploatare un sistem nou este responsabil. El trebuie să ia toate măsurile pentru a limita perturbațiile generate. Mai mult, aparatul trebuie să îndeplinească și condițiile specificate în standarde ulterioare apariției aparatului, în caz contrar el trebuie retras de pe piață.

Este cunoscut cazul unei clădiri noi, cu geamuri metalizate care a împiedicat recepția TV unui grup de case. Constructorul clădirii a fost obligat prin hotărâre judecătorească să instaleze un releu pe clădire.

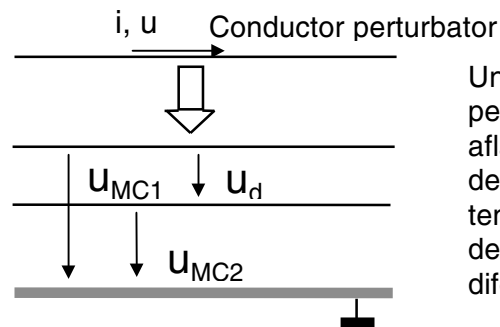
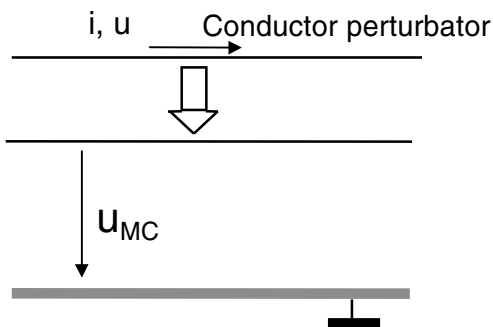
### **Perturbații de mod comun și diferențial (figura 1.3):**

Se definește prin tensiune de mod comun (longitudinal), tensiunea între un conductor și pământare (sau ecran). Se definește prin tensiune de mod diferențial (transversal), tensiunea între două conductoare izolate de sol. Tensiunile perturbatoare pot fi aplicate simetric sau asimetric, figura 1.3. Tot în figura 1.3 sunt date exemple de aplicare a perturbațiilor la AO.

$u_{MC}$  - tensiune de mod comun

$u_d$  - tensiune de mod diferențial

$$u_d = u_{MC1} - u_{MC2}$$

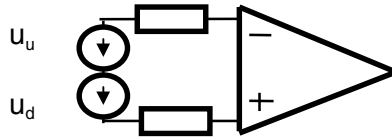


Un conductor perturbator parcurs de  $i$ , aflat la potențialul  $u$  determină apariția unor tensiuni perturbatoare de mod comun și diferențiale.

### diferențial simetric

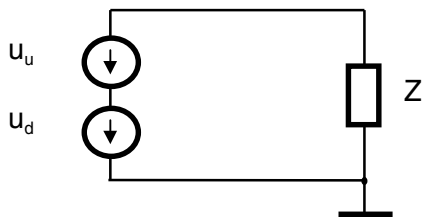


exemplu cu AO în  
configurație diferențială

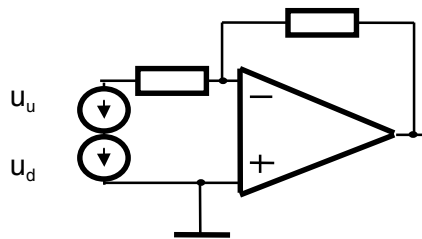


*Tensiunea perturbatoare diferențială simetrică se aplică în serie cu tensiunea utilă, în circuite simetrice.*

### diferențial asimetric

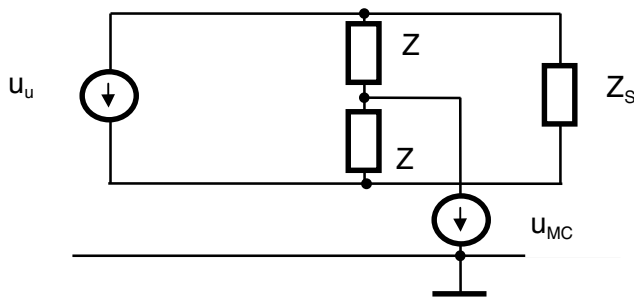


exemplu cu AO

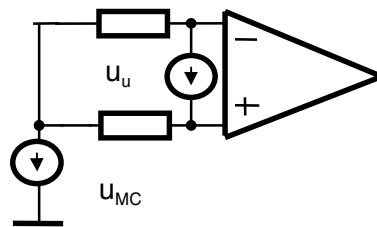


*Tensiunea perturbatoare diferențială asimetrică se aplică în serie cu tensiunea utilă, în circuite asimetrice (legate la masă).*

### de mod comun simetric

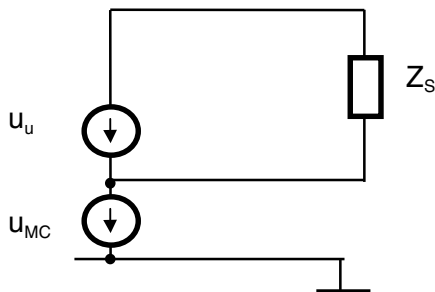


exemplu cu AO

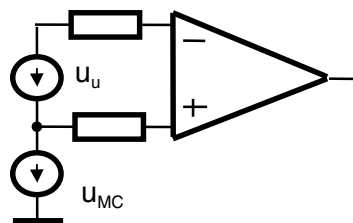


*Tensiunea perturbatoare de mod comun simetrică se aplică între masă și cele 2 linii de semnal prin impedanțele \$Z\$.*

### de mod comun asimetric



exemplu cu AO



*Tensiunea perturbatoare de mod comun asimetrică se aplică între masă și una din liniile de semnal.*

Figura 1.3

În EMC mărimile se exprimă logaritmice:

tensiunea:

$$u_{dB} = 20 \lg U_x / U_0, \quad U_0 = 1 \mu V$$

curentul:

$$i_{dB} = 20 \lg I_x / I_0, \quad I_0 = 1 \mu A$$

intensitatea câmpului electric:

$$E_{dB} = 20 \lg E_x / E_0, \quad E_0 = 1 \mu V/m$$

intensitatea câmpului magnetic:

$$H_{dB} = 20 \lg H_x / H_0, \quad H_0 = 1 \mu A/m$$

puterea:

$$P_{dB} = 10 \lg P_x / P_0, \quad P_0 = 1 pW$$

### Funcționare perturbată

Un sistem electric sau electronic interacționează cu multe sisteme externe - operatorul uman, perifericele de calculator, rețeaua de alimentare, alte sisteme electrice etc. Aceste sisteme externe interacționează cu sistemul după legi bine stabilite, pentru a obține o utilitate maximă a sistemului de calcul. Există însă și sisteme care, pe lângă efectul util prezintă și un efect perturbator. În sensul cel mai larg, denumirea de sistem poate fi atribuită oricărei colecții de obiecte sau fenomene între care există relații de interdependență. Pentru cunoașterea sistemului nu este suficientă analiza părților componente, ci este necesar și studiul comportamentului său, adică al relațiilor sale cu mediul. Un sistem electric și mediul pot fi priviți ca doi parteneri într-un joc (Neumann, 1947) care are ca scop ordinea și dezordinea. Mediul tinde conform celui de-al doilea principiu al termodinamicii să crească dezordinea, iar sistemul electric tinde să micșoreze dezordinea (entropia).

Atunci când mediul câștigă acest joc, sistemul electric nu mai funcționează sigur, fiind puternic perturbat.

**Funcționarea nesigură a sistemului este datorată influenței perturbatoare a unor sisteme externe.**

**Perturbația** este o modificare, neregularitate, deranjament în funcționarea unui sistem, a unei mașini, în evoluția unui fenomen, etc. (\*DEX75).

Studiul global al tuturor influențelor este imposibil. De aceea autorii selectează anumite aspecte ale influențelor externe sau câteva din influențele externe mai însemnate.

Principial, studiul acestor influențe se realizează în mai multe etape:

1. Simularea unui anumit tip de perturbație pe calculator
2. Generarea perturbației cu un aparat de test
3. Măsurarea efectelor perturbației
4. Determinarea unor măsuri de creștere a imunității sistemului la acest tip de perturbație.

Un pas superior în analiza acestor influențe se face prin automatizarea procesului de generare și măsurare a perturbației (THI91).

## 1.2. Standarde naționale și internaționale

Colecția de standarde românești în domeniu:

a. **STAS 6048/1-80** Antiparazitarea surselor de perturbații radioelectrice. Standardul stabilește prescripțiile generale referitoare la antiparazitarea radioelectrică în gama 0,15-1000 MHz, impusă surselor de perturbații radioelectrice. Standardul conține metoda de măsurare a tensiunilor perturbatoare din rețea, între firele active și pământ cu un circuit serie C, R, L. Se definește rețeaua artificială ca un dispozitiv care se intercalează în timpul măsurătorilor între sursa de perturbații și rețeaua de alimentare pentru a crea la bornele de alimentare ale sursei de perturbații o impedanță definită în gama de frecvențe în care se măsoară, creându-se astfel condiții de măsurare repetabile și comparabile;

b. **STAS 6048/2-91** perturbații radioelectrice în iluminatul cu tuburi fluorescente tubulare, limite și metode specifice de măsurare;

c. **STAS 6048/3-83** instalații de telecomunicații prin fir, limite admisibile ale perturbațiilor, condiții și metode specifice de măsurare;

d. **STAS 6048/4-83** vehicule și utilaje echipate cu motor cu aprindere prin scânteie, limite admisibile ale perturbațiilor și condiții specifice de încercare (echivalent cu CISPR 12);

e. **STAS 6048/5-71** transport electric, limite admisibile și condiții speciale de încercare;

f. **STAS 6048/6-84** aparate și instalații generatoare de înaltă frecvență de uz industrial, științific, medical, casnic sau similar;

g. **STAS 6048/7-80** aparate, mașini și instalații electrice (echivalent cu CISPR 14);

h. **STAS 6048/8-71** linii aeriene de transport de energie electrică de înaltă tensiune și echipament de linie;

i. **STAS 6048/9-80** antiparazitarea radioelectrică a radioreceptoarelor și receptoarelor TV;

j. **STAS 6048/10-87** aparate și echipamente pentru prelucrarea informațiilor EPI. EPI se împart în două clase, A și B, clasa B fiind mai restrictivă. Limitele admise tensiunii perturbatoare la bornele rețelei de alimentare sunt date în tabelul 1.1, considerând  $0 \text{ dB} = 1 \mu\text{V}$ :

Tabelul 1.1

Domeniul de frecvență	Valori cvasivârf	Valori medii
A 0,15-0,5 MHz	79dB	66dB
A 0,5-30MHz	73dB	60dB
B 0,15-0,5MHz	66-56dB	56-45dB
B 0,5-5MHz	56dB	46dB
B 5-30MHz	60dB	50dB

Limitele admisibile ale câmpului perturbator radiat sunt date în tabelul 1.2:

Tabelul 1.2

Domeniul de frecvență	Valori cvasivârf
A 30-230MHz	30dB
A 230-1000MHz	37dB
B 30-230MHz	30dB
B 230-1000MHz	37dB

Se observă că diferența între clase se face la limitele perturbațiilor din rețeaua de alimentare;

k. **STAS 9379-74** condensatoare, bobine de șoc, rezistoare și filtre utilizate pentru antiparazitarea radioelectrică. Metode de determinare a caracteristicilor de înaltă frecvență.

Din această trecere în revistă a standardelor românești în vigoare se constată larghețea legislației antiperturbative de la noi și simplitatea cu care sunt abordate standardele. Pentru tensiunea de alimentare se impun doar limitele frecvențelor superioare și nu se abordează nici unul din celelalte defecte posibile în rețea.

În ultimii ani în România s-au adoptat standarde noi, aliniate la standardele europene (\*BUL98), astfel:

- SR-CEI 1000-2-1/96 (IEC 1000-2-1)
- SR-CEI 1000-2-2/96 (IEC 1000-2-2)
- SR-EN 60555-1 (IEC 555-1)
- SR-EN55011/97 (CISPR 11)
- SR-CISPR 13+A1+A2/95 (CISPR 13)
- SR-EN 55015/95 (CISPR 15)
- SR-CISPR16-1/97 (CISPR 16-1)
- SR-CISPR 17/95 (CISPR 17)
- SR-CISPR 22/96 (CISPR 22)

Standarde în curs de publicare:

SR-CEI 50 (IEC 50)

SR-EN61000-3-2 (IEC 1000-3-2)

SR-ETS 300127 (ETS 300127) standarde de telecomunicații

SR-ETS 300386-1 (ETS 300386-1) standarde de telecomunicații

Proiecte de standarde:

SR-CEI 1000-2-5 (IEC 1000-2-5)

SR-EN 61000-3-3 (IEC 1000-3-3)

SR-EN 50081-1, SR-EN 50081-2 (IEC 1000-6)

Fiecare țară are standarde proprii pentru reglementarea problemelor de compatibilitate electromagnetică. Pentru ca echipamentele electrice și electronice să poată funcționa și în alte țări, deci să poată fi importate și exportate au fost puse la punct reglementări internaționale. Organismele preocupate de această problemă sunt: CISPR, CIGRE (Conferința internațională de rețele electrice mari la înaltă tensiune), CEE (Comisia internațională pentru aprobarea echipamentelor electrice), CEI (IEC) (Comisia electrotehnică internațională) și alte organisme. De exemplu reglementările pentru autoturisme au fost propuse de ONU pe baza recomandărilor CISPR.

Un standard acceptat în multe țări este FCC Docket 20780. STAS 6048/10/1987 se aliniază la acest standard ca și concepție generală. FCC a adoptat reglementările la recomandările CISPR.

Organismele care se ocupă de schimburi comerciale și acorduri privind taxele, așa cum este GATT sunt foarte interesate ca produsele să respecte standardele internaționale privind EMC.

Problematika recunoașterii mutuale a produselor în Comunitatea Europeană este o problemă de prim interes (GRE94). În general piața certifică aspectele de calitate a produselor. În ceea ce privește protecția omului sau EMC produsele trebuie să respecte anumite condiții. Abia în 1993 CE a publicat în Jurnalul Oficial al Comunității un set de condiții necesare. În interiorul Comunității controlul este asigurat de "controlul intern de producție" al fiecărei unități productive. În afară de acest control, produsul trebuie să fie aprobat de o altă unitate productivă sau de cercetare. Pentru un produs din exteriorul Comunității aprobarea este mai dificilă, documentația produsului trebuie aprobată în Comunitate și se poate chiar decide o vizită la producător.

În general în SUA standardele EMC (FCC- Federal Communication Commission) sunt mai puțin restrictive, de aceea pentru produsele care se exportă se utilizează standardele europene. Standardul la care se aliniază toate calculatoarele personale, precum și subsambele lor este FCC-Docket 20780 care precizează nivelele limită acceptate pentru perturbațiile emise de mini-microcalculatoare sau sisteme digitale. Sistemele sunt împărțite conform acestui standard în două clase: clasa A domestică și clasa B instalații comerciale. Clasa B are restricții mai mari.

Standardele Comunității Europene (Norme Europene) se numesc EN. Câteva din aceste standarde și domeniul în care se aplică la nivelul anului 1996 sunt date în continuare (SCH96). Aceste norme sunt în continuă modificare și perfecționare.

EN 50065-1 Transportul energiei electrice prin rețele de medie tensiune (semnalizări în instalații de joasă tensiune)

EN 50081-1 EMC, norme de bază pentru emisii, zone de locuit și birouri

EN 50081-2 EMC, norme de bază pentru emisii, zone industriale

EN 50082-1 Generic pentru susceptibilitate, zone de locuit și birouri

EN 50082-2 (proiect) Generic pentru susceptibilitate, zone de locuit și birouri

EN 50140 (prenormă) EMC, norme de bază pentru susceptibilitatea la câmpuri electromagnetice

EN 50142 (prenormă) EMC pentru aparate electrice și electronice, perturbații generate de câmpuri

EN 50142 (prenormă) susceptibilitatea la șocuri de tensiune

EN 50147-1 (proiect) camere absorbante, măsurarea atenuării prin ecran

EN 50147-2 (proiect) camere absorbante, aparatura de măsurare

EN 50217 (proiect) măsurarea la locul de instalare a perturbațiilor emise

EN 55011 (CISPR 11) Valori limită ale perturbațiilor și metode de măsurare a interferenței pentru aparate de înaltă frecvență de uz industrial, științific și medical (aparate ISM)  
EN 55013 (CISPR 13) Valori limită ale perturbațiilor și metode de măsurare a interferenței pentru aparate radio și TV  
EN 55014 (CISPR 14) Valori limită ale perturbațiilor și metode de măsurare a interferenței pentru aparate de uz casnic, scule portabile și aparate similare  
EN 55015 (CISPR 15) Valori limită ale perturbațiilor și metode de măsurare a interferenței pentru sisteme de iluminat  
EN 55020 Susceptibilitatea radioreceptoarelor  
EN 55022 (CISPR 22) Valori limită ale perturbațiilor și metode de măsurare a interferenței pentru sisteme de calcul  
EN 55025 (proiect) Valori limită ale perturbațiilor și metode de măsurare a interferenței în mijloacele de transport  
EN 60555 (IEC 555) EMC norme de bază pentru sistemele de alimentare  
EN 60555-2 Perturbații în sistemele de alimentare datorită aparatelor de uz casnic (armonici)  
EN 60555-3 Perturbații în sistemele de alimentare datorită aparatelor de uz casnic (fluctuații de tensiune)  
EN 60801-2 EMC în automatizări industriale. Protecția la descărcări electrostatice.  
EN 60868 Măsurarea zgomotului  
EN 61000 EMC generic  
EN 61000-2-4 Perturbații conduse în mediu industrial  
EN 61000-4-8 Susceptibilitatea la câmpuri magnetice de 50Hz  
EN 61000-4-9 Susceptibilitatea la câmpuri magnetice în impuls  
EN 61000-4-11 Susceptibilitatea la perturbații din rețea (întreruperi, oscilații)

Standardele CISPR (IGN96):

CISPR 11- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru aparate industriale, științifice și medicale;  
CISPR 12- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru vehicule, bărci cu motor și mașini antrenate de motoare cu aprindere comandată;  
CISPR 13- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru receptoarele de radiodifuziune și televiziune și a echipamentelor asociate;  
CISPR 14- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de aparate electrocasnice, a utilajelor portative și a aparatelor electrice similare, relativ la perturbațiile radioelectrice;  
CISPR 15- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru lămpile fluorescente și corpuri de iluminat;  
CISPR 16- Specificații ale CISPR pentru aparatele și metodele de măsurare a perturbațiilor radioelectrice;  
CISPR 17- Metode de măsurare a caracteristicilor de antiparazitare ale dispozitivelor de reducere a perturbațiilor radioelectrice și ale filtrelor pasive;  
CISPR 18/1,2,3- Caracteristicile de radio-interferență ale liniilor și echipamentelor de înaltă tensiune;  
CISPR 19- Ghid de utilizare a metodei de substituție pentru măsurarea radiațiilor emise de cuptoare cu microunde la frecvențe de peste 1GHz;  
CISPR 20- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de imunitate pentru receptoarele de radiodifuziune și televiziune și echipamentelor asociate;  
CISPR 21- Perturbarea comunicațiilor radiotelefonice mobile în prezența zgomotelor în impuls; metode de apreciere a degradării și metode de ameliorare a funcționării;  
CISPR 22- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru echipamente informatice;  
CISPR 23- Calculul valorilor limită pentru echipamentele industriale, științifice și medicale.

Cunoașterea standardelor și a metodelor de măsurare este importantă pentru autocertificare, pentru fiecare firmă constructoare de aparatură electrică și electronică. Normele EMC de măsurare se clasifică în norme de bază, generice și de produs (KRE98):

- normele de bază conțin definiția fenomenelor perturbatoare, metodele de încercare și de măsurare, instrumentația de încercări, structura de bază a încercărilor, limitele admisibile ale nivelelor de perturbație. Numai cu normele de bază nu se pot face măsurări valide.

- normele generice precizează condițiile în care încercările EMC se consideră relevante și condițiile de acceptare a rezultatelor (repetabilitate, aparatura de test, condițiile de mediu);

- normele de produs prevăd în plus față de normele generice metodele, succesiunea, secvențele, operațiile de efectuare și de evaluare a rezultatelor, specifice unei clase de produse. Unde există norme de produs, acestea sunt aplicate în totalitate. Dacă nu există norme de produs se aplică normele generice.

Există laboratoare speciale de certificare, acreditate, așa cum este NAMAS (National Measurement Accreditation Service, format în 1985 în Anglia).

Pentru verificarea aparatelor și echipamentelor electronice din punctul de vedere al calității, există organisme internaționale, dintre care cele mai cunoscute sunt: UNDERWRITES LABORATORIES INC în SUA, CANADIAN STANDARDS ASSOCIATION în Canada și TUV RHEINLAND în Germania. După obținerea vizei de calitate, responsabilitatea juridică se împarte între constructor și organismul care a acordat viza.

Standardele civile erau acum 5 ani o colecție destul de eterogenă de standarde. Integrarea europeană a făcut ca în ultimii ani să fie adoptate standarde unice, care acoperă cea mai mare parte a problematicii. Standardele militare coexistă cu standardele civile, fiind de obicei paralele, dar cu restricții mai mari. În ultimii ani și standardele militare au fost refăcute (MIL STDS 461-462) pentru a le apropia de standardele civile care au devenit coerente (WITT89). Se consideră în general că standardele militare sunt cele mai bune din punctul de vedere tehnic și al clarității (MOR94).

Standardul militar MIL STD 461 împarte testele la care sunt supuse echipamentele în teste de emisie (E) și teste de susceptibilitate (S). Aceste teste se fac cu perturbații conduse (C) și radiate (R). Pentru ca o firmă să poată încheia un contract cu armata SUA trebuie să demonstreze capacitatea ei de a proiecta conform cu cerințele EMC, de a produce și de a măsura conform standardelor militare de EMC.

În acest curs multe din referințe se fac la standardele germane de EMC DIN VDE (Institutul german de inginerie electrică) pentru că aceste standarde se consideră cele mai severe și mai complete standarde în Europa.

Fără să aibă o legătură directă cu EMC, standardele de calitate asigură unui produs și performanțe din acest punct de vedere. Standardul (familia de standarde) acceptat în toată lumea este ISO 9000. Definierea termenilor este dată în ISO 8402/1994.

### 1.3.Surse de perturbații

Sursele de perturbații se clasifică:

- de bandă îngustă (rețeaua de alimentare, telefon mobil, generatoare industriale de înaltă frecvență etc.)

- de bandă largă

- tranzitorii (comutatoare, arcuri electrice etc.);

- permanente (radiații cosmice, comutații de tiristoare etc.).

Surse importante de perturbații sunt emițătoarele de comunicații, care se clasifică:

- emițătoare comerciale: AM, FM, VHF, UHF;

- emițătoare de voce: telefonie mobilă, radiotelefoane, comunicații de amatori (comunicații punct cu punct);
- emițătoare în spațiu: sateliți, comunicații între sateliți;
- navigație: comunicații aeriene, navale, spațiale;
- radar: aerian, naval, de trafic terestru.

Fiecare aparat electric se comportă ca o sursă de perturbații. Astfel, un radioreceptor superheterodină generează o perturbație de frecvența oscilatorului intern. Un televizor generează o perturbație de 15,75KHz (frecvența liniei) iar un monitor SVGA între 35-65KHz. Un calculator generează un semnal de frecvența ceasului unității centrale, a ceasului de magistrală și a ceasului unor echipamente periferice. Un cuptor cu microunde generează o frecvență de circa 2450MHz, aparatura medicală de microunde 27-2450MHz, cea de terapie 1MHz iar cea de diagnoză între 1MHz și 5MHz. În industrie sunt puternic perturbatoare motoarele, întrerupătoarele, arcurile electrice iar în cercetare aparatura de generare a energiilor înalte (ciclotron, sincrotron). Perturbatoarele sunt de asemenea becurile cu neon și regulatoarele de tensiune cu triacuri și tiristoare care generează perturbații conduse prin rețeaua de alimentare.

IEC 65-4 clasifică mediul perturbat și sursele de perturbații în mai multe clase astfel:

**Clasa 1**, nivel foarte redus al perturbațiilor, de exemplu într-un loc unde:

- există perturbații în rețea datorită comutărilor (porniri/ opriri) ale unor aparate;
- sursele de alimentare au filtre de rețea;
- transmisii sunt făcute prin cablu ecranat;
- iluminarea se face cu becuri cu incandescentă;
- orice stație de emisie se află la o distanță mai mare de 1km.

**Clasa 2**, nivel redus al perturbațiilor:

- există supratensiuni în rețea;
- transmisii neecranate;
- sursele nu au filtre de rețea;
- în zonă există comunicații de radiotelefoane sau telefoane mobile.

**Clasa 3**, nivel de perturbare industrial:

- există un sistem de împământare;
- nu există separare între circuitele de curent mare și circuitele de comandă;
- există sisteme de emisie de putere mare în vecinătate.

**Clasa 4**, nivel înalt de perturbare, de exemplu mediu cu înaltă tensiune, laborator de încercări.

**Clasa X**, nivel extrem de perturbat pentru care nu există norme.

### Exemple de surse de perturbații

Sistemul electric de aprindere la un autoturism cu aprindere prin scânteie (figura 1.4) este puternic perturbator. Aceste perturbații sunt de bandă largă, permanente, dar cu importante componente tranzitorii. Frecvența maximă poate ajunge la ordinul MHz.

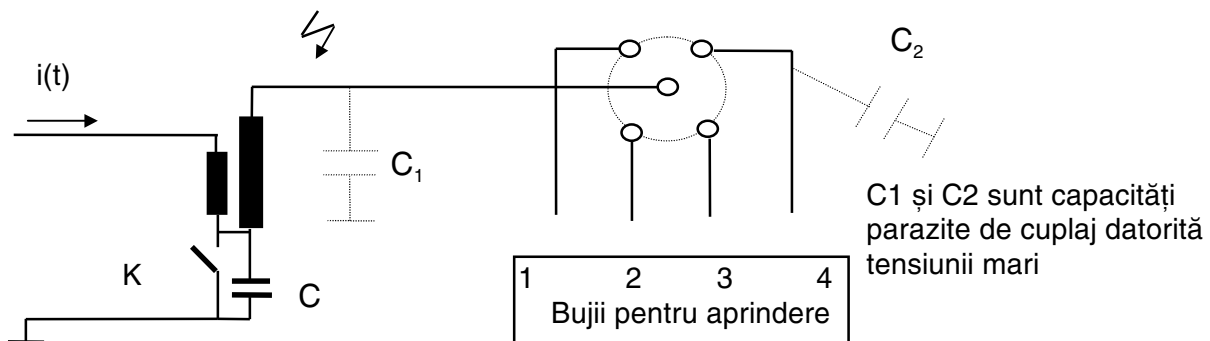


Figura 1.4

Tensiunile mari produc perturbații prin cuplaj capacitiv, iar curentul mare  $i(t)$  produce un câmp magnetic important. În SUA standardul SAE J-551C specifică valorile admisibile pentru perturbațiile emise, măsurate la 10 m de automobil. În Europa se aplică standardul CISPR 12.

O altă sursă de perturbații de bandă largă, tranzitorie este sistemul de aprindere al tuburilor fluorescente, figura 1.5. Până la aprinderea lămpii starterul conduce, pentru rețea existând o sarcină inductivă importantă. După încălzirea electrozilor și aprinderea lămpii, starterul se deschide. Unele aparate care funcționează la frecvențe joase pot fi perturbate, de exemplu stimulatorul cardiac. În figura 1.5 este arătat și graficul tensiunii în timp, la momentul aprinderii. Valorile limită ale perturbațiilor sunt specificate de CISPR 15 (VDE 0875 în Germania).

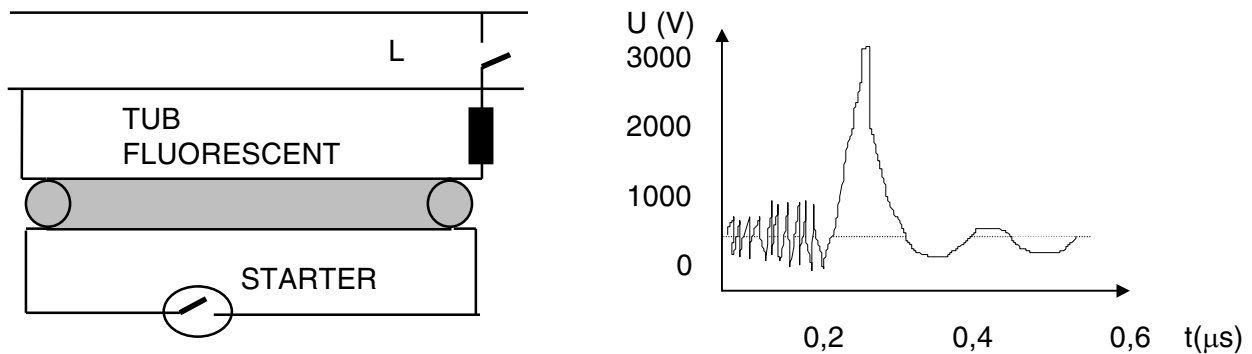


Figura 1.5

O altă sursă de perturbații generate în rețea este motorul de curent continuu cu colector (figura 1.6). Apar atât perturbații de mod diferențial  $U_d$  cât și perturbații de mod comun  $u_p$ . În aceeași figură este arătată tensiunea diferențială perturbatoare pentru o râșniță de cafea.

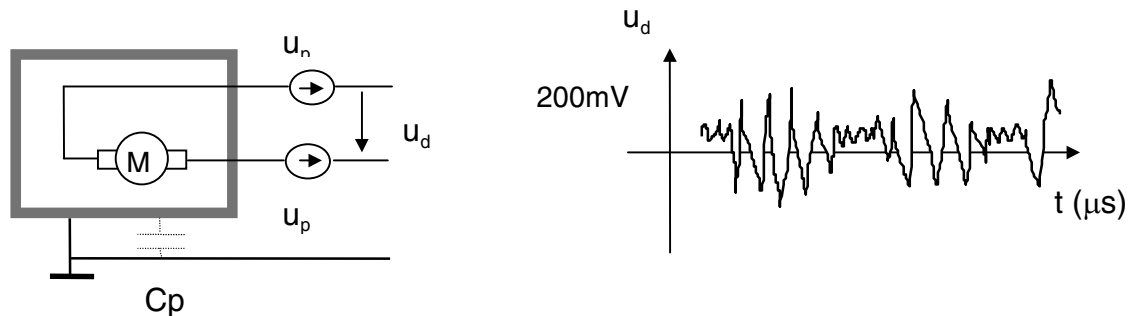


Figura 1.6

Comutarea (închiderea sau deschiderea) unui releu produce perturbații importante în circuitul comutat, ca în figura 1.7:

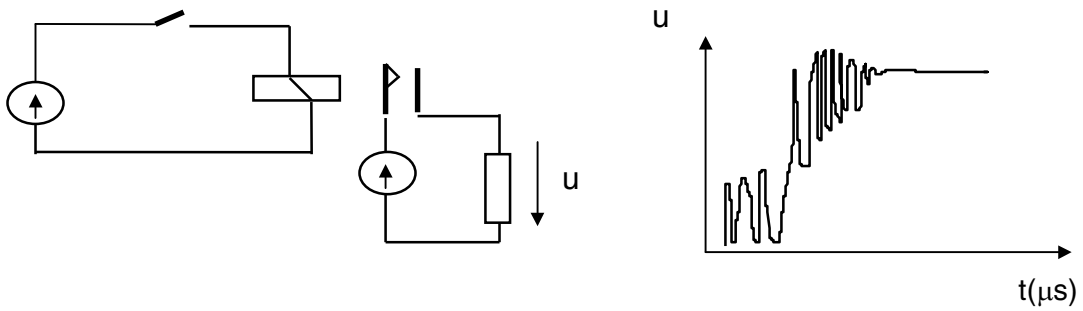


Figura 1.7

Un triac sau tiristor generează perturbații în rețea care depind de viteza de comutație a triacului sau tiristorului și de inductivitatea sarcinii, figura 1.8. La o frecvență de 100kHz perturbațiile pot atinge 1V, ca să scadă la 30MHz până la 1 mV.

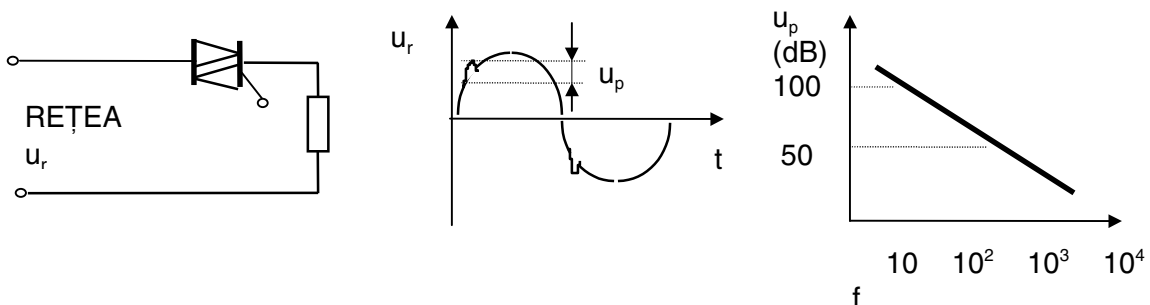


Figura 1.8

O sursă permanentă de perturbații de bandă îngustă, este linia de înaltă tensiune, figura 1.9. Câmpul electric în jurul unui stâlp are valori importante.

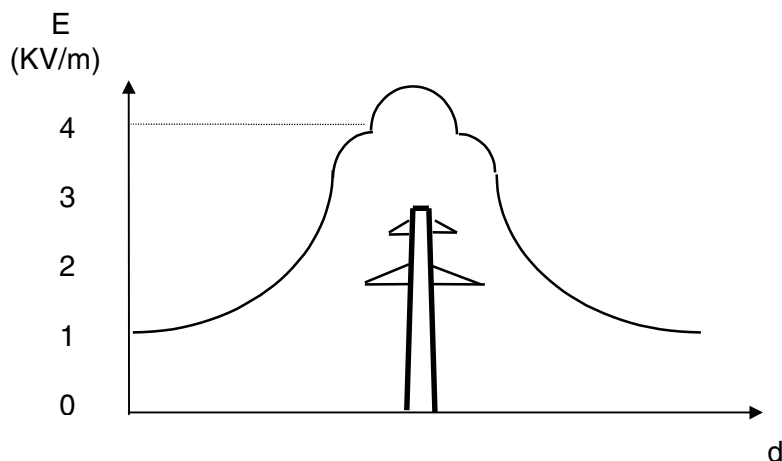


Figura 1.9

## Interferența electromagnetică neaccidentală

Interferența neaccidentală (provocată) este o latură mai puțin studiată în lucrările de EMC, dar studiată și aplicată în societate de unele organisme. În analiza unei interferențe electromagnetice trebuie cunoscută și această posibilă sursă. Interferența neaccidentală poate fi de mai multe feluri:

- bruiatul și realizarea de ținte false, care în ultima vreme se mai numește și "război electronic". Ca exemplificare se poate menționa războiul din Golf (poate și Revoluța din 1989);
- furtul de informație, de la microfoanele montate în birouri până la interceptarea convorbirilor telefonice transmise prin satelit;
- arme cu impuls electromagnetic (SOT97) care se bazează pe emisia unui câmp electromagnetic puternic și direcționarea lui spre o țintă pentru a produce perturbări ale echipamentelor electronice ale inamicului.

## 1.4.Efectul asupra ființelor vii

Sistemele biologice interacționează cu câmpul electromagnetic. Interacțiunile se pot clasifica după frecvența câmpului:

- frecvențe joase (50Hz-100KHz), câmpuri generate de rețea, autoturisme, echipamente industriale
- frecvențe înalte (100KHz-1GHz), câmpuri generate de posturile radio în toate lungimile de undă, televiziune, telefonie mobilă, radiotelefoane etc.
- microunde (peste 1GHz), cuptoare cu microunde, radare etc.

Nivelele de expunere se exprimă în  $W/m^2$ , dar uneori efectele câmpului electric fiind diferite de cele ale câmpului magnetic, nivelele de expunere se pot exprima în  $V/m$  sau  $A/m$ . În SUA nivelele medii se situează la valoarea de  $50 \mu W/m^2$ . În apropierea unui turn de control radar aviatic se poate ajunge la  $0,8 W/m^2$ .

Interacțiunile pot fi:

- indirecte, ca de exemplu prin încărcarea electrostatică a unui obiect și descărcarea prin corpul uman
- directe, prin radiație, la care s-au pus în evidență sub 100kHz interacțiuni cu sistemul nervos, iar peste 100kHz efecte termice

Efectul termic constă în ridicarea temperaturii locale a corpului (în general cu câteva grade Celsius), la care organismul răspunde cu termoreglare. În general se consideră că efectele câmpului electromagnetic nu sunt mutagene.

Câteva din efectele expunerii la câmpuri electromagnetice pentru corpul omenesc (\*EL93):

- efecte cutanate, încălzirea pielii (pt. frecvențe mari). Unele organe interne pot suferi arsuri (la nivele mari de expunere) fără a se simți durere;
- efecte oculare, iritația ochilor, cataracta;
- tulburări de ritm cardiac, oboseală, anxietate, hipertensiune. Aceste efecte apar doar la nivele foarte mari de expunere ( $50W/m^2$  pe perioada de ore).

Persoanele mai afectate sunt personalul militar care lucrează cu radare și personalul medical care lucrează cu aparate de diatermie.

Este greu de făcut o analiză corectă a efectelor expunerii. De exemplu un studiu asupra efectului telefonului mobil arată o rată de mortalitate mai mare la utilizatorii acestui echipament. Dar cât din acest efect se datorează câmpului electromagnetic și cât stressului asociat persoanelor utilizatoare este greu de apreciat.

Nu există deocamdată standarde europene pentru stabilirea expunerilor acceptabile. Este necesară o atenție deosebită la interferența câmpului cu unele aparate medicale așa cum este stimulatorul cardiac (pace maker).

## 2. Perturbații electromagnetice. Căi de pătrundere.

În general un sistem electric este format din blocuri generatoare de perturbații și blocuri posibile receptoare între care se pot stabili căi de cuplaj. Schema generală a unui sistem electric în interacțiune electromagnetică cu mediul este dată în figura 2.1.

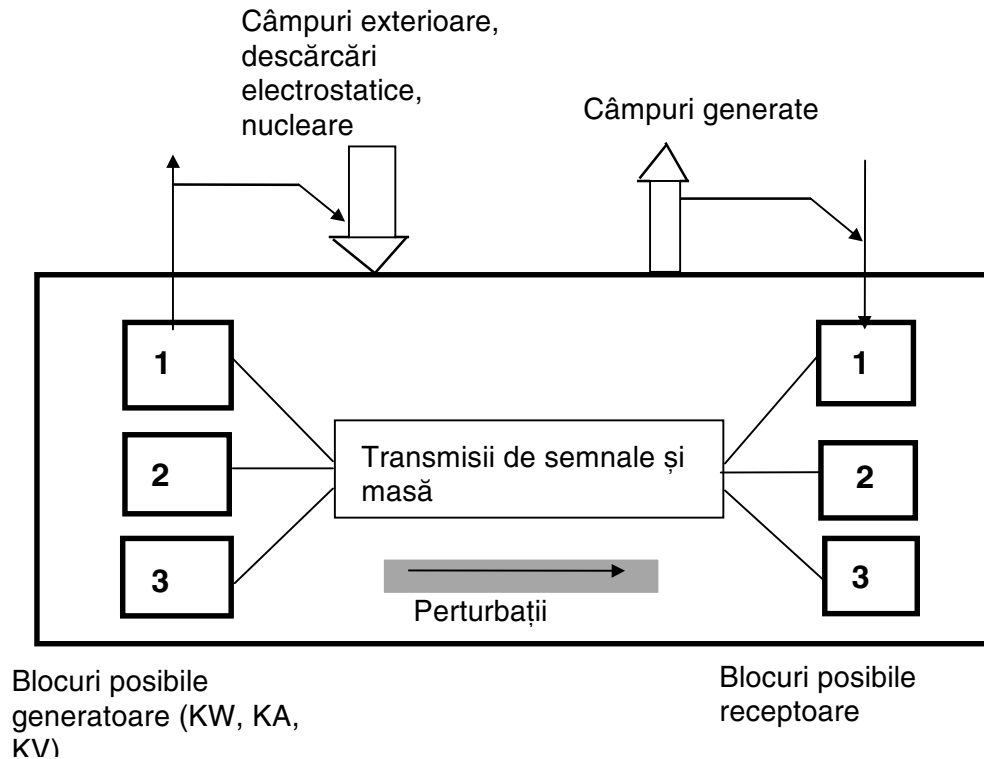


Figura 2.1

Un automobil modern poate avea zeci de blocuri, iar un avion sute de blocuri. Blocurile generatoare pot afecta atât blocurile receptoare de perturbații cât și mediul exterior. Blocurile receptoare pot fi influențate de perturbațiile externe și de perturbațiile generate de blocurile posibile generatoare.

### 2.1. Cuplaje parazite capacitive, inductive, galvanice

#### Moduri de cuplaj

Se referă la componenta b) a EMC din definiție, adică caracteristicile traseului de transmitere a perturbațiilor.

Cuplajul poate fi:

- **galvanic**, suportul este un material conductor,
- **inductiv**, dacă circuitul perturbator este parcurs de un curent mare care crează un câmp magnetic important. Cuplajul se face prin fluxul magnetic care înconjoară circuitul perturbat. Se definește o inductanță mutuală între sursă și victimă, care caracterizează cuplajul;

- **capacitiv**, dacă circuitul perturbator se află la un potențial ridicat în raport cu o referință (pământul) ceea ce crează un câmp electric între sursă și victimă. Cuplajul este caracterizat prin capacitatea echivalentă.
- prin **radiații**, dacă circuitul perturbator și perturbat sunt destul de îndepărtate pentru ca inductanța mutuală și capacitatea echivalentă să fie foarte mici.

Dacă distanța între sursă și victimă  $d < \lambda$  unde  $\lambda$  este lungimea de undă a fenomenului perturbator, atunci se consideră fenomene de joasă frecvență. Dacă  $d > \lambda$  fenomenele sunt de înaltă frecvență și trebuie ținut cont de fenomenele de propagare.

Cuplarea capacitivă, ca și cea inductivă este proprie situației în care perturbatorul este cuplat față de perturbat la distanțe mai mici decât lungimea de undă  $\lambda$  a perturbației.

În general, în interiorul aparaturii electrice, distanțele sunt mai mici decât lungimea de undă, și efectul perturbator este determinat de capacități și inductivități parazite și nu prin radiație electromagnetică.

Influențele între circuitul perturbat și perturbator sunt arătate în figura 2.2:

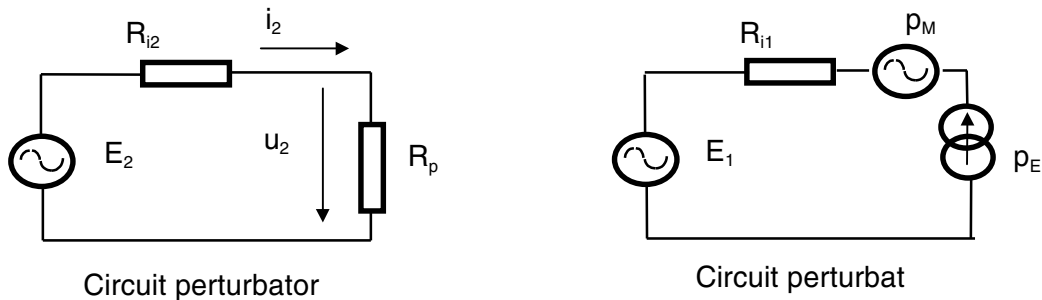


Figura 2.2

$E_1$ ,  $E_2$  sunt tensiunile utile proprii, sursele având rezistențele interne  $R_{i1}$  și respectiv  $R_{i2}$ .

$$p_M(t) = -M_{12} \partial i_2(t) / \partial t \quad (2.1)$$

$p_M$  este tensiunea perturbatoare prin cuplaj inductiv,  $M_{12}$  fiind inductivitatea mutuală dintre cele două circuite.

$$p_E(t) = C_{12} \partial u_2(t) / \partial t \quad (2.2)$$

$p_E$  este curentul perturbativ prin cuplaj capacitiv,  $C_{12}$  fiind capacitatea între cele două circuite.

$$i_2 = E_2 / (R_{i2} + R_p)$$

iar pentru  $R_p \gg R_{i2}$

$$p = p_M(t) + p_E(t) \cdot R_{i1} = (-M_{12} / R_p + R_{i1} \cdot C_{12}) \partial E_2(t) / \partial t \quad (2.3)$$

$p$  fiind perturbația totală

În regim periodic sinusoidal, problema se poate simplifica astfel, figura 2.3:

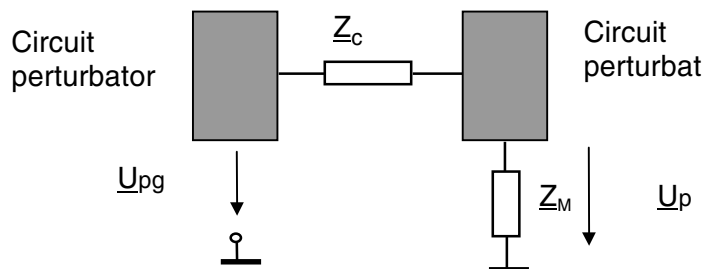


Figura 2.3

În complex:

Tensiunea apărută în circuitul perturbat  $\underline{U}_p$ , datorită tensiunii perturbatoare  $\underline{U}_{pg}$

$$\underline{U}_p = \underline{U}_{pg} \cdot \underline{Z}_M / (\underline{Z}_M + \underline{Z}_C) \quad (2.4)$$

și pentru că  $\underline{Z}_C \gg \underline{Z}_M$

$$\underline{U}_p = \underline{U}_{pg} \cdot \underline{Z}_M / \underline{Z}_C \quad \underline{Z}_M / \underline{Z}_C = \beta \quad (2.5)$$

$\beta$ - factor de umplere perturbativă.

### Cuplarea parazită capacitivă

Circuitul perturbator (1) are un potențial ridicat față de circuitul perturbat (2), figura 2.4:

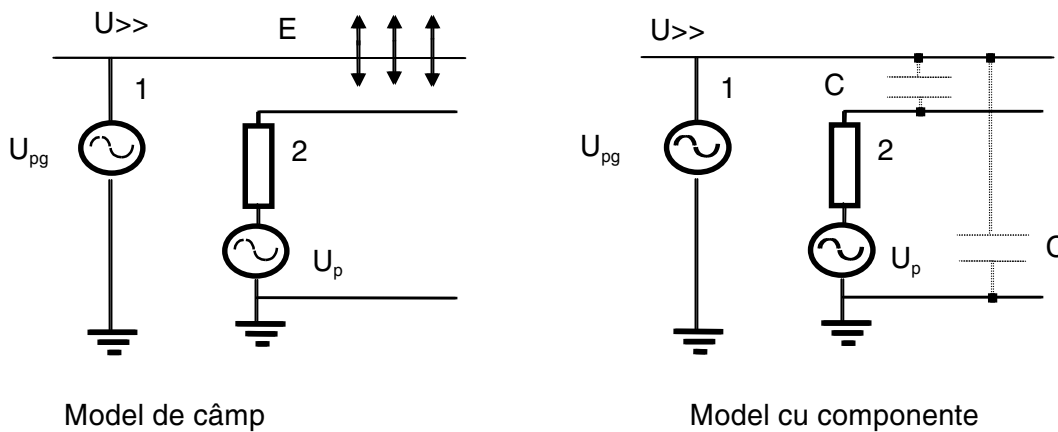


Figura 2.4

Dacă receptorul de perturbații (în cazul simplificat) posedă o impedanță de intrare rezistivă ( $Z_M=R$ ), tensiunea la perturbat prin cuplaj capacitiv ( $Z_C=1/j\omega C$ ) este (cu referire la figura 2.3):

$$\underline{U}_p = R C j\omega \underline{U}_{pg} \quad (2.6)$$

Rezultă măsurile pentru minimizarea tensiunii perturbative:

- 1.-prin reducerea spectrului perturbant (atenuarea fronturilor rapide), această cerință este contradictorie cu necesitatea fronturilor rapide pentru reducerea puterii disipate pe elementele de comutație;
- 2.-prin reducerea rezistenței de intrare a receptorului în limita acceptată de schemă sau prin reducerea impedanței de intrare selectiv cu frecvența;
- 3.-reducerea influenței perturbatorului, micșorarea  $U_{pg}$ , prin separarea traseelor și alte metode geometrice: scurtare, distanțare, perpendicularizare, simetrizare, radializare;
- 4.-micșorarea capacității parazite de cuplare, reducerea suprafeței, distanțare, ecranare, gardare.

Influențele parazite datorate cuplării sunt puternic rejectate prin recepția diferențială (analogică sau digitală) a semnalelor. Este necesar ca influențele parazite să penetreze în mod identic în ambele trasee ale transmisiei diferențiale, deci ambelor trasee trebuie să li se creeze condiții electrice și constructive similare față de perturbatorii învecinați.

### Cuplarea parazită inductivă

Circuitul perturbator (1) este parcurs de un curent mare care creează un câmp magnetic important, figura 2.5:

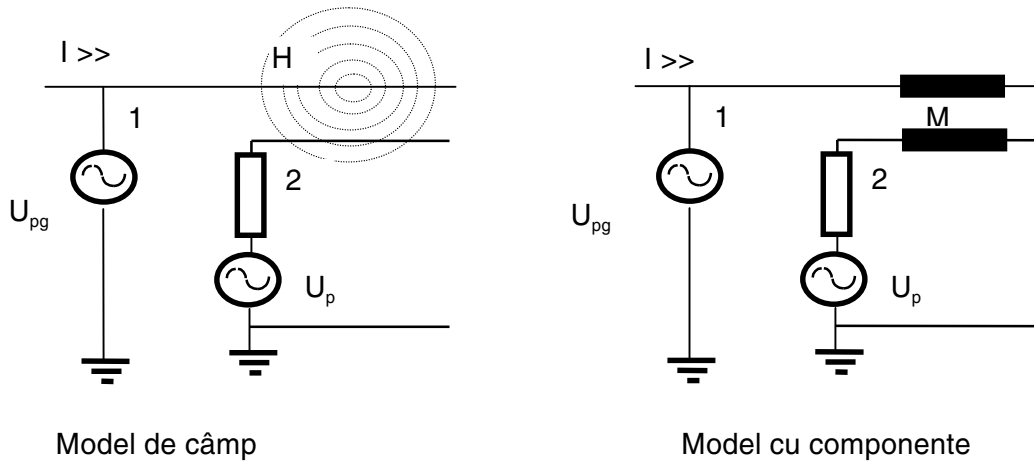


Figura 2.5

Din relația (2.1), în complex:

$$\underline{U}_p = -Mj\omega I_2 \quad (2.7)$$

cea ce arată dependența tensiunii în circuitul perturbat de curentul din circuitul perturbator.

Câteva măsuri pentru reducerea tensiunilor perturbatoare:

- 1.-prin reducerea spectrului perturbant,
- 2.-micșorarea inductivității mutuale prin metode geometrice ca distanțare, separare, perpendicularizare, simetrizare.

Tot în cadrul metodelor geometrice se pune condiția ca circuitul perturbat să închidă o suprafață cât mai redusă.

### Cuplarea parazită galvanică:

Cuplaje galvanice pot apare în următoarele moduri:

- 1.-prin rețeaua de alimentare de 220Vc.a.,
- 2.-la subsamblele cuplate prin legături de semnal ;
- 3.-prin împământare.

La două circuite având aceeași masă, sau la două circuite 1 și 2 (în figura 2.6), utilizând o impedanță comună Z curenții unui circuit pot influența curenții celuiilalt circuit. Între cele două circuite apare un cuplaj galvanic.

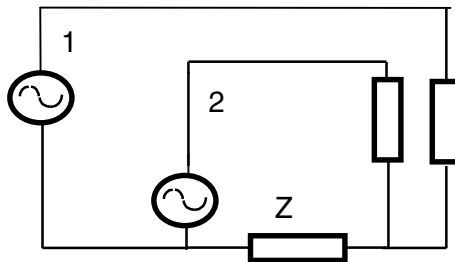


Figura 2.6

În general se recomandă transmiterea tuturor tensiunilor de alimentare și de semnal cu retur propriu, fără a se folosi returul altui semnal, iar punctul de masă să fie realizat conform regulii paralelogramelor, cu legarea într-un singur punct, ca în figura 2.7:

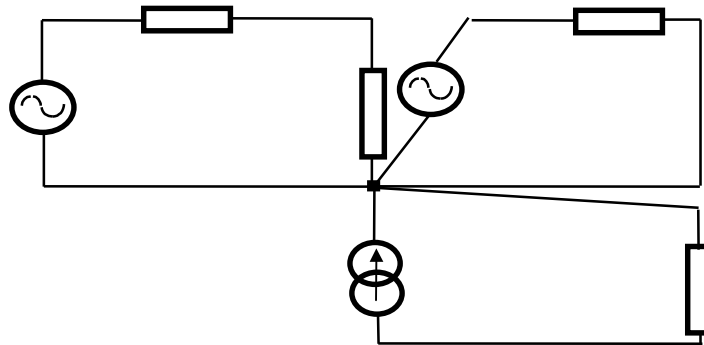


Figura 2.7

### Cuplaje prin radiații electromagnetice

Acest tip de cuplaj este caracteristic situației în care circuitul perturbat este față de circuitul perturbator la o distanță mai mare decât lungimea de undă a perturbației, figura 2.8:

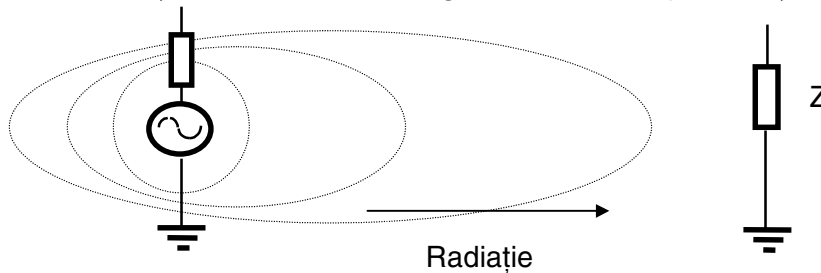


Figura 2.8

Este un tip de cuplaj mai puțin frecvent în sistemele de electronică industrială și automatizări, dar foarte frecvent în domeniul telecomunicațiilor.

Atenuarea acestor perturbații se realizează cu ecrane. Atenuarea prin absorbție depinde de grosimea materialului ecranului, de frecvența perturbatoare și de natura materialului. Atenuarea prin reflexie depinde printre altele de unghiul de incidență la ecran. Cablurile cu ecrane concentrice, producând multe reflexii, sunt foarte eficiente la eliminarea acestui tip de cuplaj. Dificultăți mari sunt la frecvențe joase unde atenuările prin reflexie și absorbție sunt mici. Soluția ar fi mărirea grosimii materialului și alegerea materialului. În figura 2.9 se arată atenuările succesive ale unei unde incidente la ecran. Prin reflexie energia undei se micșorează cu  $W_1$  și  $W_3$  iar prin absorbție în materialul ecranului cu  $W_2$ .

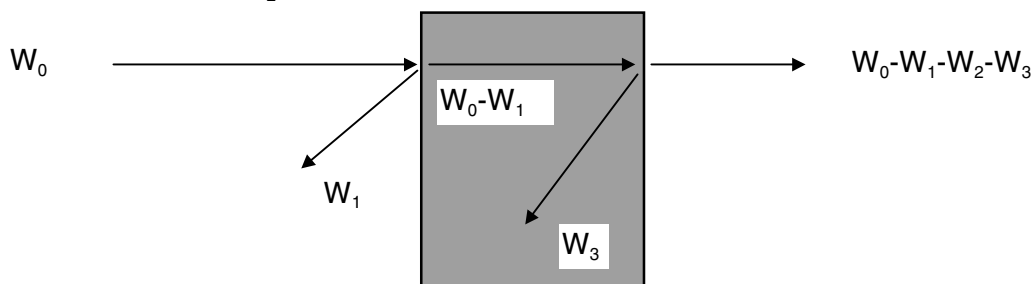


Figura 2.9

## 2.2. Mase și împământări antiperturbative

### Definiții:

1. **Împământarea** este definită ca potențialul (dorit zero) al unei zone a solului, a cărei comportare electrică este dependentă de tipul de sol, de umiditate, de temperatură, de sezon, de adâncimea de implantare a electrozilor, etc. Împământarea este realizată fizic cu electrozi îngropați în sol și/sau prin legături de nul de protecție.

Observație: legătura prin nul de protecție este mult mai puternic perturbantă decât legarea direct la pământ.

2. **Potențialul de referință (masa electrică)** este potențialul față de care se face referirea potențialelor de semnal, pe cât posibil fără amestecul unor tensiuni perturbatoare. La potențialul de referință se pot cupla ecranele cele mai apropiate electric de potențialul de referință.

Problema esențială, cea a conectării între masa electronică și împământare are trei aspecte:

1. **protecția umană;**
2. **susceptibilitatea la perturbații;**
3. **protecția sistemelor împotriva distrugerii de către supratensiuni.**

Cea mai importantă regulă este că aspectul 1 este primordial în orice împrejurare. Aspectul 1 solicită ca învelișul metalic al aparaturii electrice să fie conectat la împământarea de protecție.

Aspectul 2 solicită, mai ales la subsansamblele care prelucrează tensiuni analogice mici (uV, mV), deconectarea masei electrice de împământare și reducerea cuplajelor cât mai mult posibil.

Aspectul 3 solicită, pentru mai multe aparate interconectate, existența unei conexiuni între masa electrică și împământare, cel puțin atâta timp cât aparatele sunt interconectate.

Aspectele 1 și 3 pe de o parte, și 2 pe de altă parte, sunt contradictorii. O rezolvare constă în legarea permanent a masei electrice la împământare, iar anumite subsansamble care prelucrează tensiuni mici să fie cu masă flotantă, și separate galvanic. Aceste subsansamble trebuie să nu poată genera, nici măcar accidental, tensiuni periculoase.

Fie un sistem S, având masa electronică M, fără legătură la pământ, figura 2.10. Nu există nici un motiv ca acest sistem să nu funcționeze corect. Dacă este alimentat de la baterii, aspectul 1 este respectat. Dacă este alimentat de la rețea, aspectul 1 nu este respectat.

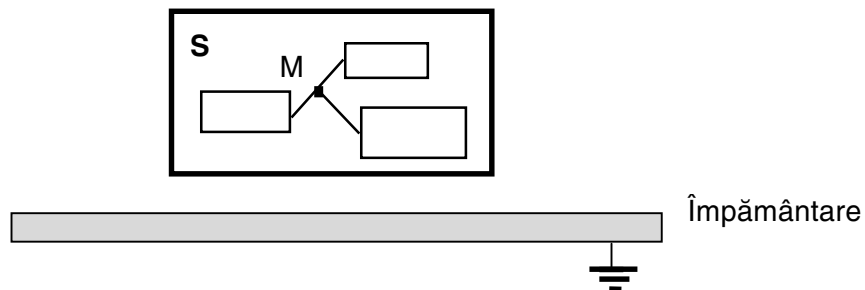


Figura 2.10

Pentru un sistem S, alimentat de la rețea, împământarea este obligatorie. Dacă masa electronică nu este legată la împământare apar cuplaje parazite (de obicei capacitive (C)) între masa electronică și carcasa, deoarece carcasa (la potențialul împământării) înconjoară subsansamblele cu masa electronică M, figura 2.11:

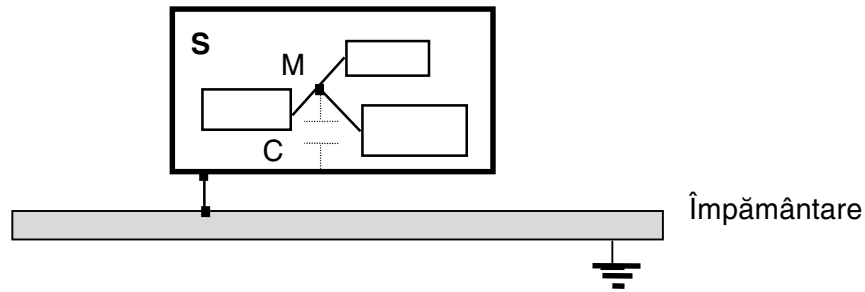


Figura 2.11

Pentru reducerea perturbațiilor prin cuplaj capacitiv, masa electronică se poate lega la împământare, figura 2.12:

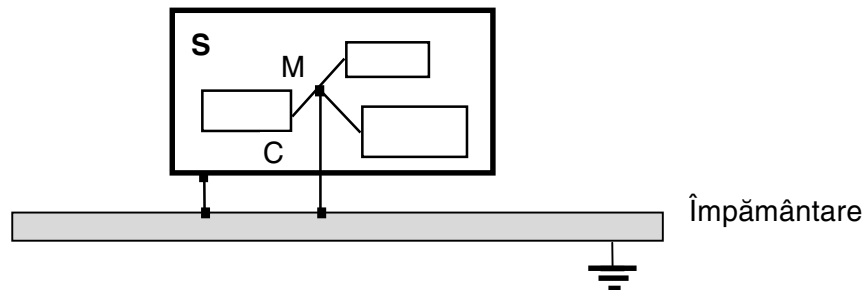


Figura 2.12

Împământarea poate fi puternic perturbativă.

#### Realizarea legăturii potențialelor de referință:

Trebuie să se respecte principiul de radializare a legăturilor și conectare paralelogramică a circuitelor cu punct comun. Sau, altfel spus, potențialele de referință trebuie conectate într-un singur punct comun.

#### Legarea între potențialul de referință și împământare:

În cazul în care este necesară legarea potențialului de referință cu împământarea, aceasta se poate face, figura 2.13:

1. într-un singur punct central (single point ground) (figura 2.13 a)

2. într-un plan sau volum care se numește masă distribuită (multi point ground) (figura 2.13 b).

Acest mod de legare este posibil doar când linia de împământare are impedanță mică.

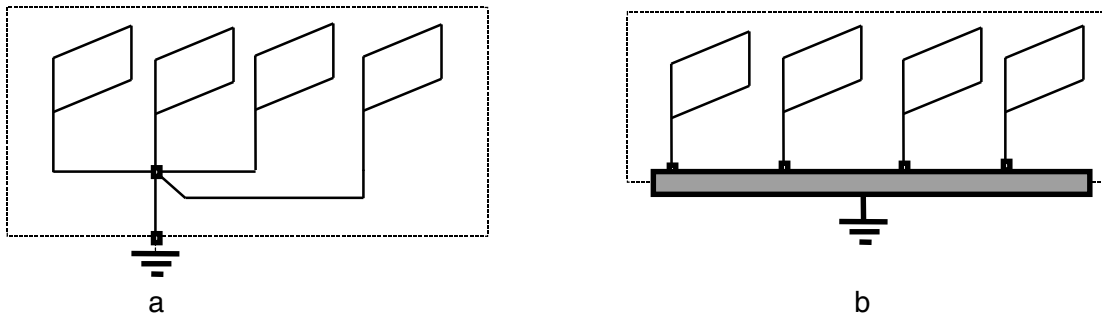


Figura 2.13

La o legare într-un singur punct, pentru a evita cuplajele capacitive, firul potențialului de referință se duce distanțat, sau ecranat față de carcasa aparatului legată la împământare, figura 2.14:

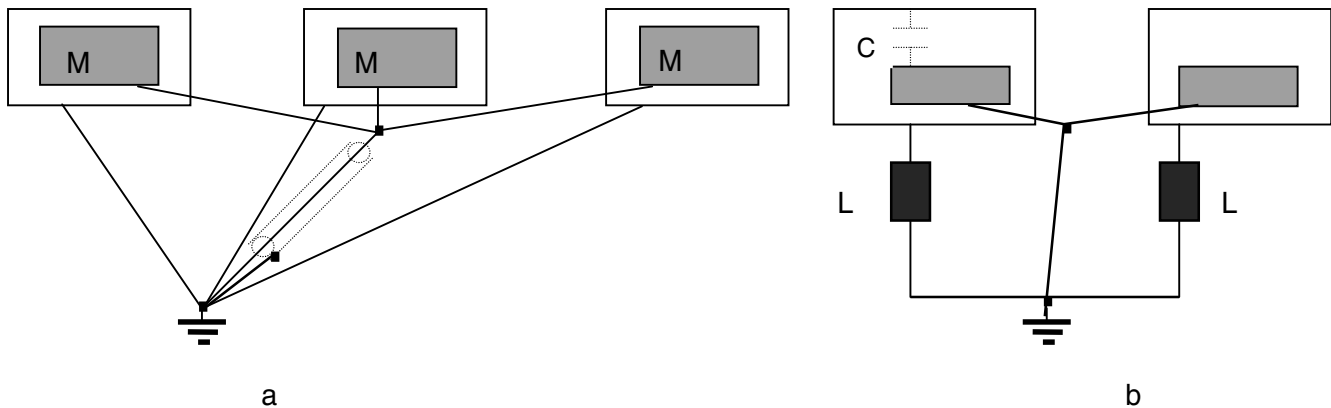


Figura 2.14

Fie un sistem ca cel din figura 2.14, a, în care conectarea masei la împământare se face într-un singur punct. Dacă subansamblele sunt deconectate, nu este respectat aspectul 3. de protecție la supratensiuni deoarece se întrerupe legătura între masa de referință și împământare. Deci această situație este riscantă. Chiar dacă este defavorabil perturbativ, trebuie cuplată în acest caz fiecare masă la împământare, în fiecare subansamblu.

Se consideră că inductivitățile  $L$  cuplate între carcasă și împământare au efecte antiperturbative. Inductivitățile se cuplează doar dacă standardele permit.

### Legarea la un sistem mixt, analog, digital și de forță

Masa analogică și cea digitală trebuie duse separat, izolat și distanțat față de masa de forță. Masa analogică și cea digitală se conectează într-un singur punct, cel mai favorabil din punct de vedere antiperturbativ, care este convertorul analog numeric.

Masa analogică trebuie protejată pe cât posibil, evitând cuplajele capacitive cu celelalte mase.

**Exemplu:** Fie configurația unui sistem PC AT format din unitate centrală, monitor și imprimantă, alimentate printr-un prelungitor cu împământare. Întreruperea unui fir de împământare de la un subansamblu la ștecher afectează aspectul 1 și 3., protecția umană și a sistemelor împotriva distrugerii de către supratensiuni, datorită tensiunii mari care apare între carcasă (prin cuplaje) și masa de semnal. Legarea carcaselor la împământare este favorabilă antiperturbativ, ea fiind realizată într-un singur punct.

Ce se întâmplă la conectarea unei linii de semnal când subansamblele sunt alimentate? Este posibilă atingerea în cuplă întâi a liniei de masă, apoi a liniilor de semnal și nu se va întâmpla nimic. Este echiposibilă atingerea întâi a liniei de semnal, caz în care semnalele nu au o referință, și circuitele cuplate se pot distruge. Atenție!, la cuplarea unui subansamblu cu altul cel puțin unul trebuie să nu fie alimentat.

## 2.3.Ecranare, torsadare, gardare

Măsura ecranării este dată de factorul de ecranare  $Q$

$$Q = H_i / H_o$$

(2.8)

$H_i$  este câmpul în interiorul incintei ecranate

$H_o$  este câmpul în exteriorul incintei ecranate

În mod curent se lucrează cu logaritmul inversului factorului de ecranare, adică atenuarea introdusă de ecran:

$$a_E = 20 \lg 1/Q \quad (\text{dB}) \quad (2.9)$$

Ecranarea este o măsură eficientă atât pentru limitarea perturbațiilor emise de un agresor cât și apărarea unui aparat victimă. Acest principiu se numește de reciprocitate.

Câmpurile electromagnetice se pot clasifica în:

- câmpuri statice (câmp electrostatic, câmp magnetostatic)
- câmpuri variabile
  - câmpuri cvasistatice (lent variabile)
  - câmpuri variabile

Câmpurile pot fi apropiate sau îndepărtate, după poziția generatorului. Determinarea intensității câmpurilor se poate face folosind ecuațiile lui Maxwell.

### Ecranarea împotriva cuplajelor capacitive

Ecranul, realizat dintr-un material conductor are rolul de a reduce cuplajele capacitive, figura 2.15 a, b, c, d:

a. între punctele  $P_1$  și  $P_2$  nu există ecran, apare capacitatea de cuplaj  $C$

b. un ecran conductor nelegat la masă între cele două puncte micșorează capacitatea de

cuplaj la valoarea  $C_e = C_3 + \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$ , neglijând  $C_4$

c. dacă ecranul este legat la masă dispăre  $C_4$ , deci situația este mai favorabilă din punct de vedere EMC

d. este mai favorabil ca ecranul să închidă cât mai mult circuitul  $P_2$  (perturbat sau perturbator), deoarece  $C_3$  devine foarte mic.

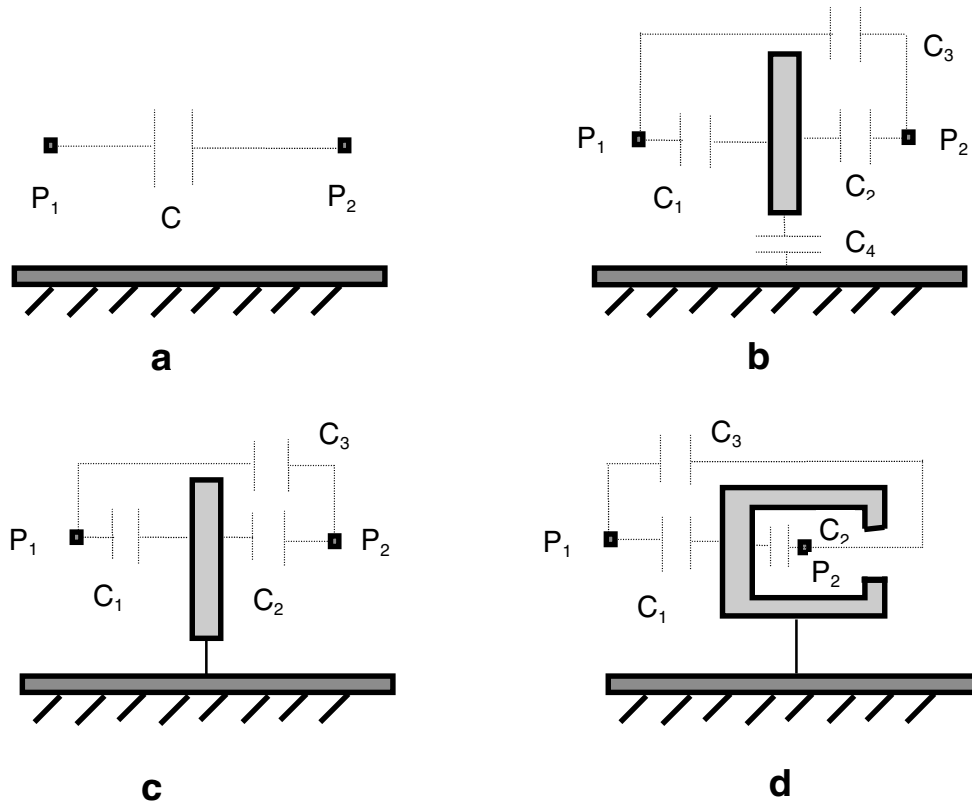


Figura 2.15

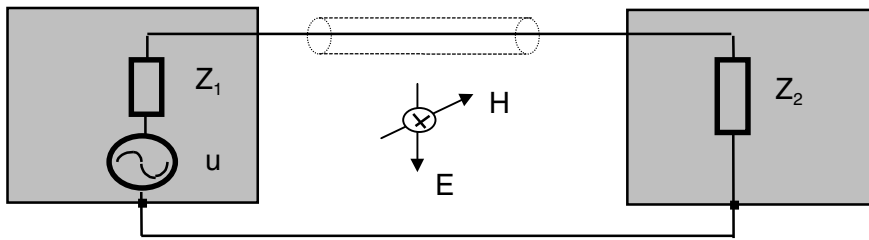
## Grosimea ecranului

Atât pentru micșorarea radiației parazite, cât și a cuplajului capacitiv, ecranul trebuie realizat din materiale bune conductoare (Cu,Al), cu o grosime mai mare decât adâncimea efectului pelicular (Skin). Deci grosimea ecranului depinde de frecvență.

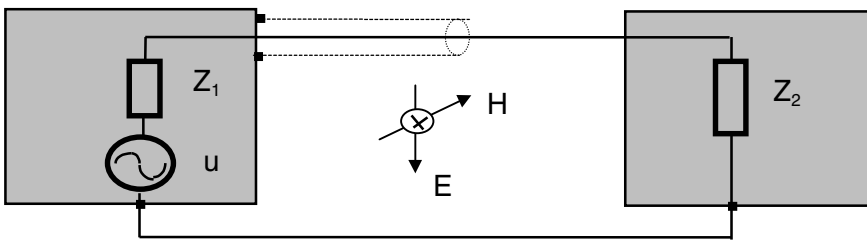
### Reguli de legare a ecranului.

- a - ecranul trebuie să închidă cât mai complet circuitul perturbat.
- b - ecranul să fie legat la masa electronică printr-o legătură cât mai scurtă.
- c - ecranul să nu aibă alte cuplaje galvanice.
- e - ecranul se leagă la masa electronică la *ambele extremități* sau la *o singură extremitate*, în acest al doilea caz astfel:
  - la traductor, dacă traductorul are punct de masă împământat obligatoriu,
  - la amplificator, dacă amplificatorul are masa electronică împământată,
  - dacă și traductorul și amplificatorul au împământări, obligatoriu este nevoie de separare galvanică pe calea de transmisie a receptorului.

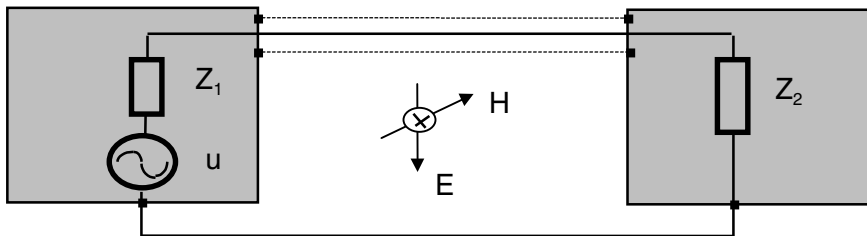
Problema legării ecranului la una dintre extremități sau la ambele depinde de calitatea masei electronice. În figura 2.16 sunt arătate cele 3 situații posibile de legare a ecranului.



*Tensiunea creată de câmpul electric în ecran perturbă tensiunea pe  $Z_2$ . Tensiunea creată de fluxul magnetic care depinde de curent și suprafața închisă perturbă de asemenea tensiunea pe  $Z_2$ . În această situație ecranul este inutil.*



*Tensiunea creată de câmpul electric în ecran se scurge la masă. Tensiunea creată de fluxul magnetic perturbă la fel ca în cazul precedent.*



*Nici tensiunea creată de E nici cea creată de H nu perturbă circuitul receptor. Dacă distanța dintre generator și receptor este mare și există o diferență de potențial între mase se creează un curent prin ecran care are efecte extrem de perturbatoare.*

Figura 2.16

Când predomină cuplajele capacitive și distanța între generator și receptor este mică se recomandă legarea ecranului la un singur capăt.

Când este obligatorie legarea la un singur capăt și apar cerințe contradictorii (și traductorul și amplificatorul au împământări) se pot folosi ecrane duble, figura 2.17.

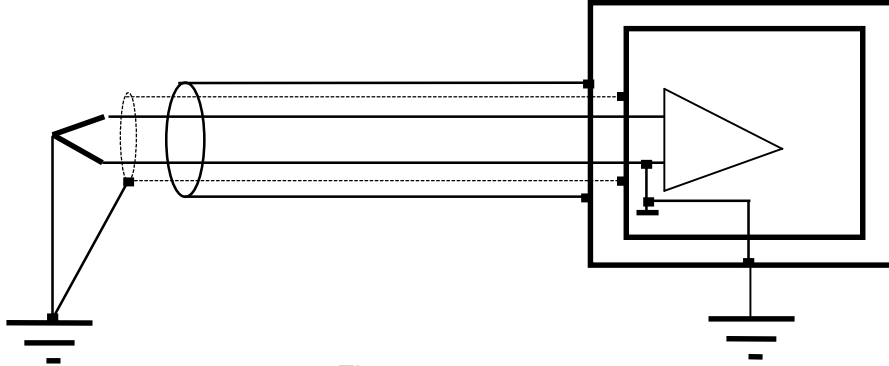


Figura 2.17

Regula este ca ecranul interior să se lege la potențialul cel mai curat din punct de vedere antiperturbativ (cel al traductorului în cazul figurii 2.17). Este nevoie de asigurarea că cele două potențiale ale împământării sunt neperturbante, pentru ca ecranul exterior să nu perturbe ecranul interior. Aspectul de protecție umană este respectat. Dubla ecranare nu este la fel de favorabilă ca și o decuplare galvanică.

### Ecranarea împotriva cuplajelor inductive

Materialul ecranului trebuie să fie un material magnetic. Pentru ca fluxul creat de firul miez din ecran să fie compensat de fluxul ecranului, trebuie ca traseul de retur să fie asigurat prin ecran, vezi figura 2.18.



Figura 2.18

Din punct de vedere al cuplajelor capacitive, această legătură este defavorabilă. S este o sursă de curent care poate genera perturbații de natură inductivă.

Este important ca circuitul perturbator și cel perturbat să închidă suprafețe cât mai reduse pentru că tensiunea indusă într-o buclă conductivă este proporțională cu inducția magnetică și cu suprafața închisă de circuit.

Apărarea împotriva cuplajelor capacitive și inductive se face cu ecranări multiple, figura 2.19.

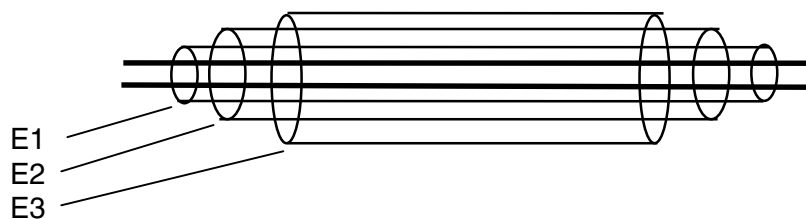


Figura 2.19

E1 este un ecran pentru cuplaje capacitive din cupru, aluminiu sau tresă de cupru, legat la masa electronică

E2 este un ecran pentru cuplaje capacitive legat la împământare

E3 este un ecran din materiale magnetice pentru cuplaje inductive

### Ecranarea împotriva câmpurilor electrostatice și magnetostatice

Câmpul electric și cel magnetic nu penetrează în interiorul ecranat, cum se vede în figura 2.20, în cazul unui ecran cilindric:

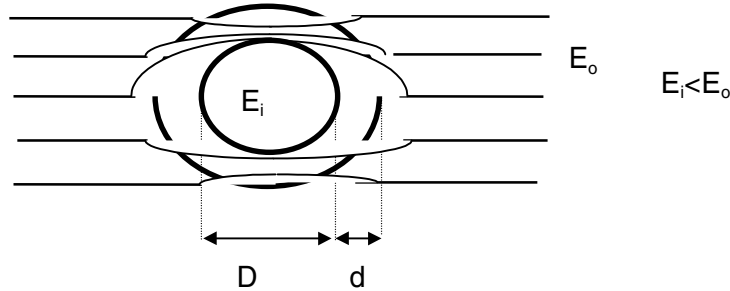


Figura 2.20

Atenuarea pentru un ecran cilindric se poate calcula după relația:

$$a_e = 20 \lg \frac{E_o}{E_i} \approx 20 \lg \left( 1 + \frac{4d\epsilon_r}{3D} \right) \quad (2.10)$$

Această relație este valabilă și pentru câmpul magnetic, înlocuind  $\epsilon_r$  cu  $\mu_r$ .

**Observație:** Un ecran conectat incorect poate crea o situație mai perturbativă decât lipsa ecranării.

### Ecranarea activă

Prin acest procedeu, figura 2.21, amplificatorul receptor controlează potențialul ecranului și îl aduce cât mai aproape de potențialul semnalului util. Se anulează astfel motivația apariției unui curent (datorită capacităților parazite) între firul activ și ecran. Prin divizorul rezistiv realizat cu  $R_1$  și  $R_2$  și amplificatorul  $A_1$ , potențialul ecranului este adus la o valoare egală cu potențialul firului activ.

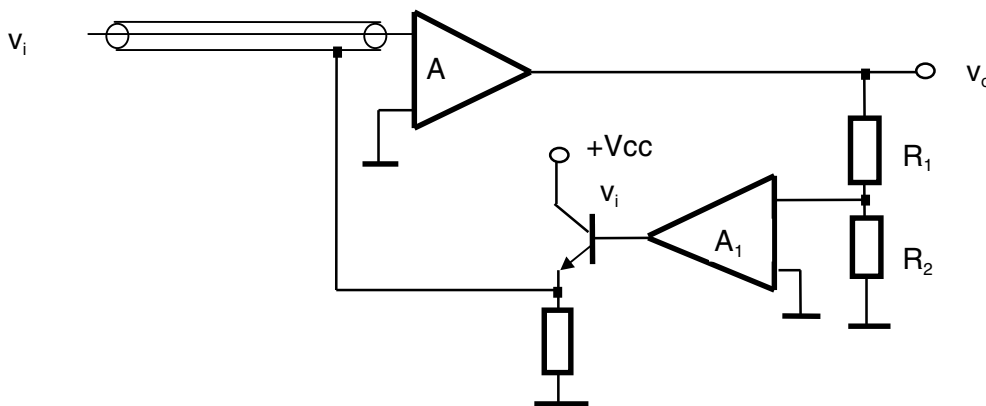


Figura 2.21

**Observație:** domeniul materialelor folosite pentru ecranare este foarte dinamic. Se pot menționa produse de ultimă oră, așa cum sunt aliajele de cupru-beriliu pentru garnituri elastice, elastomeri și spume conductive, filtre de aer metalizate etc. Astfel în (\*EPN98) sunt prezentate diferite tipuri constructive (peste 250 de tipuri) și caracteristici de ecranare.

## 5. Torsadarea

Torsadarea este înfășurarea firelor de semnal între ele. Torsadarea are efecte pozitive din punct de vedere EMC, figura 2.22:

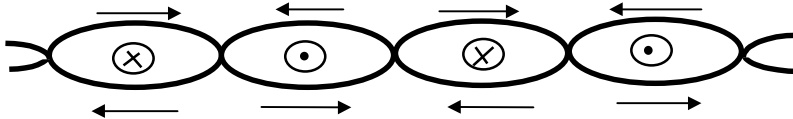


Figura 2.22

Astfel se egalizează cuplajele capacitive pentru cele două trasee, și o recepție diferențială va rejecta perturbațiile cuplate capacitiv. Printr-un efect de ecranare parțială se reduc capacitățile parazite. Din punct de vedere al influențelor inductive, prin torsadare, câmpul radiat se compensează reciproc, între buclele vecine.

O caracteristică a torsadării este numărul de răsuciri pe metru.

Un cablu torsadat, apoi ecranat, este extrem de eficient din punct de vedere al EMC

În anumite situații cablul torsadat poate fi mai eficient decât unul ecranat (la recepții diferențiale). În prezent cablurile torsadate s-au înlocuit pentru lungimi mici cu cablu panglică, cu trasee de masă între cele de semnal.

## 6. Gardarea

Pentru amplificarea unor tensiuni mici în prezența unor tensiuni de mod comun mari nu se pot aplica metode de separare. Gardarea este o măsură antiperturbativă foarte eficientă ce constă în ecranarea amplificatorului de intrare, fără ca amplificatorul de intrare să fie legat la masă cu o intrare (floating input), figura 2.23 a:

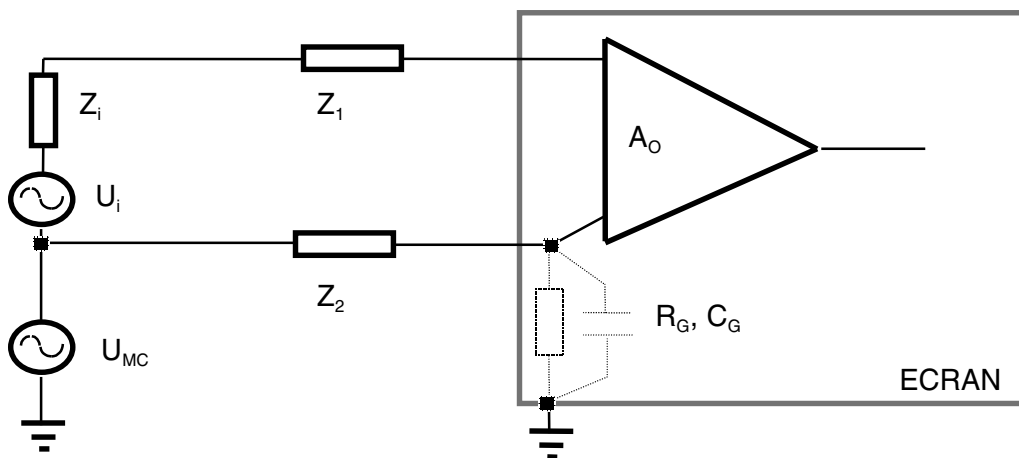


Figura 2.23 a

Conectarea unei borne la masă ar duce la apariția unui curent prin  $Z_2$  datorită tensiunii de mod comun  $U_{MC}$ . Căderea de tensiune pe  $Z_2$  (impedanța firului de intrare) se adaugă la tensiunea de intrare  $U_i$  și denaturează măsurarea. Dacă borna nu se leagă la masă  $U_{MC}$  generează un curent perturbator prin  $R_G$ ,  $C_G$  și  $Z_2$  ( $Z_2$  este de regulă o inductanță).  $R_G$  este rezistența de izolație ( $10^9$  ohmi) iar  $C_G$  capacitatea de cuplaj (1000pF). Se pot realiza astfel măsurători cu o atenuare a tensiunii de mod comun de 80dB. O atenuare de 140dB-160dB se poate realiza cu o gardare dublă, aducând un fir suplimentar de la împământarea traductorului, de exemplu prin ecranul cablului de transmisie, figura 2.23 b:

Garda nu se leagă la nici un potențial la receptor. La amplificatoarele care permit, garda o poate constitui chiar capsula metalică a circuitului.

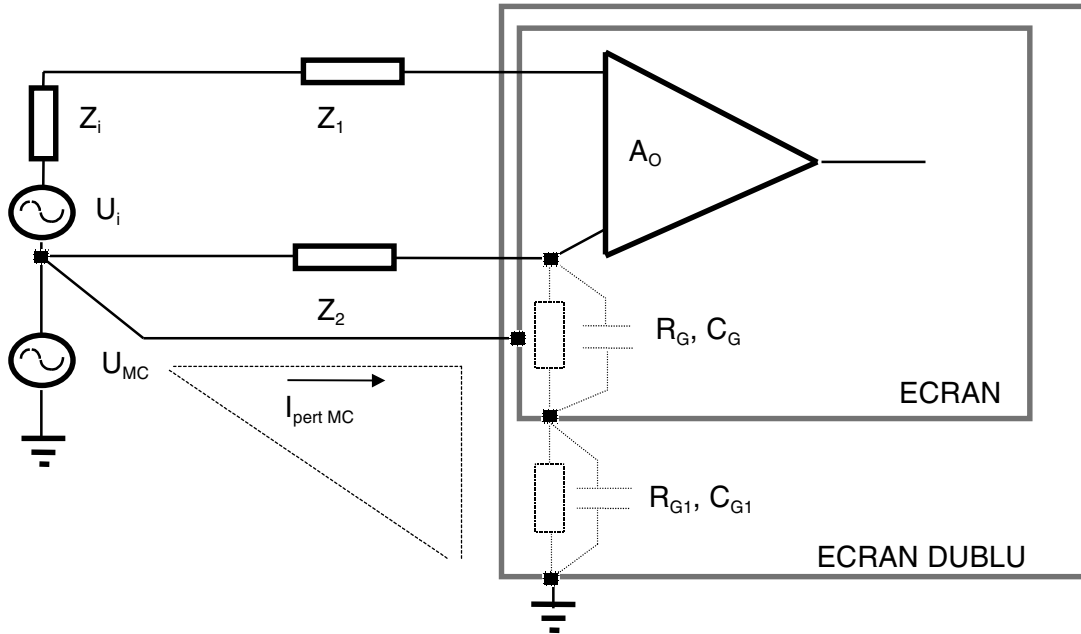


Figura 2.23 b

### Exemplu:

La CI analogice BURR BROWN OPA101 și OPA102 (amplificator operațional de precizie) la pinul 8 este capsula, de care se leagă garda ca în figura 2.24.

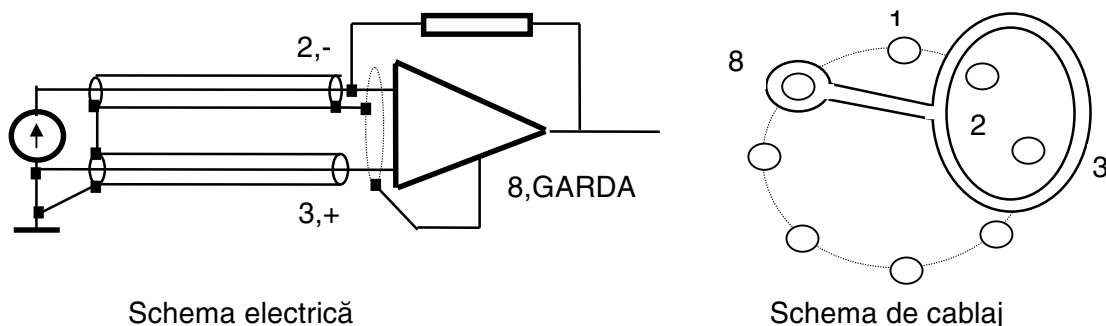


Figura 2.24

La circuitele aceleiași firme, PGA200 și PGA201(amplificator de instrumentație cu control digital) există un pin pentru comanda potențialului ecranului în mod ecranare activă, ca în figura 2.25 (mai este nevoie de un amplificator operațional conectat ca repetor) :

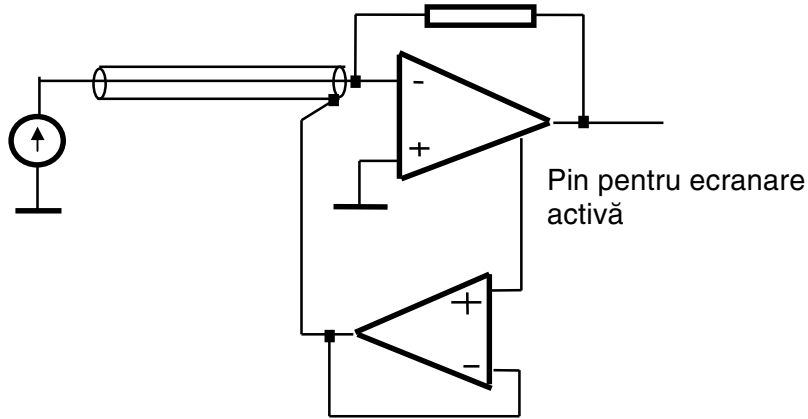


Figura 2.25

## 2.4.Perturbații prin descărcări electrostatice și nucleare

### 1.Perturbații prin descărcări electrostatice

Între un individ și un aparat electronic se poate naște o descărcare electrostatică datorită încărcării electrostatice a individului prin frecarea cu aerul și faptului că sistemul este legat la împământare (figura 2.26a). Durata descărcării este de tipic 50-500ns, încărcarea unui individ putând ajunge la o sarcină de aproximativ  $2 \mu\text{C}$ , având o capacitate tipică de 150pF, deci o tensiune mai mare de 10kV. Descărcarea are loc conform schemei din figura 2.26b:

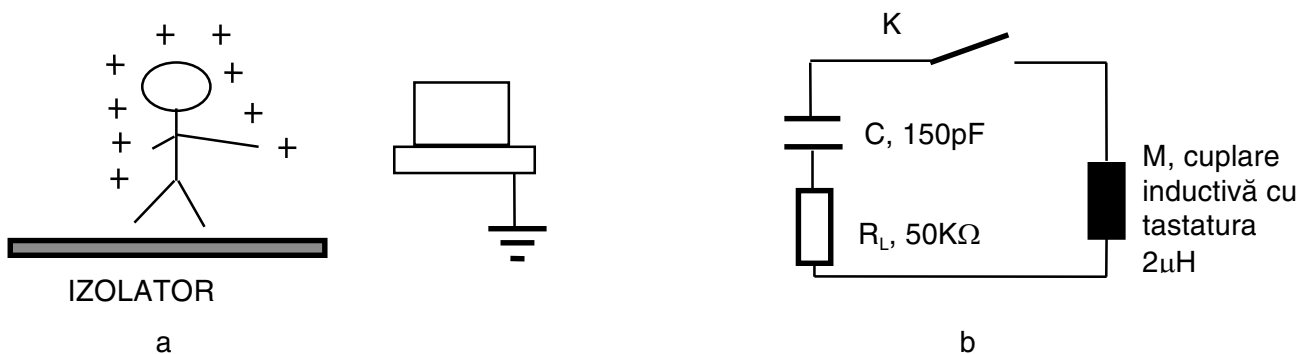


Figura 2.26

Descărcarea va conduce la apariția unei oscilații amortizate la frecvența de circa 8MHz. Descărcarea poate produce o eroare în sistemul electronic supus descărcării.

## 2.Descărcarea electromagnetică atmosferică LEMP (Lightning Electromagnetic Pulse).

Descărcarea are loc la o tensiune tipică de 100MV. Spectrul descărcării este foarte larg, deci puternic perturbator, mai ales pentru instalațiile de telecomunicații. Dacă cuplarea LEMP este galvanică echipamentele sunt distruse.

Parametrii tipici pentru o descărcare atmosferică simplificată sunt dați în figura 2.27:

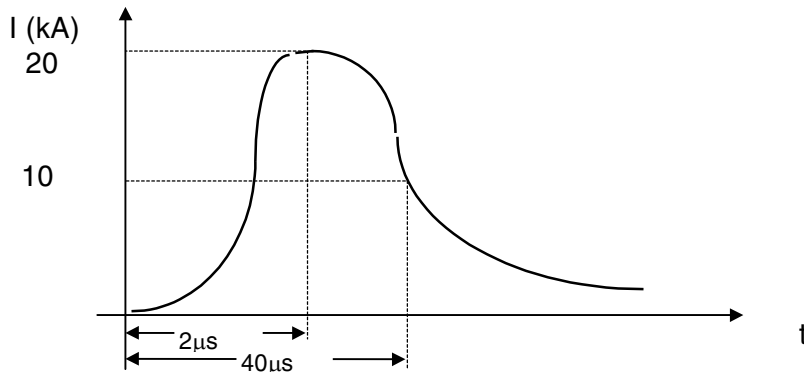


Figura 2.27

Practic, după acest impuls apar mai multe impulsuri, de amplitudine mai mică. NASA a stabilit un profil de curent care se potrivește în circa 98% din cazuri (standard american SAE AE 4L) (MOR94), figura 2.28:

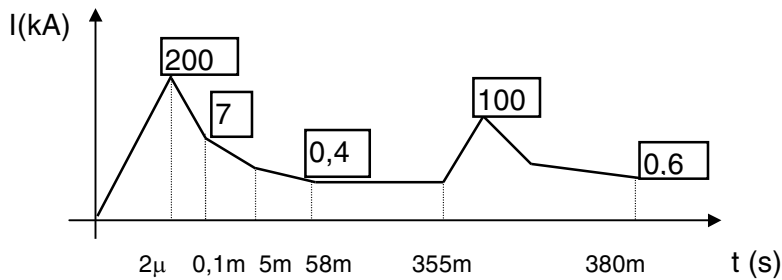


Figura 2.28

Descărcările directe sunt puțin probabile dacă clădirile au împământări conform standardelor. O descărcare la împământare poate produce o diferență de potențial periculoasă, ca în figura 2.29:

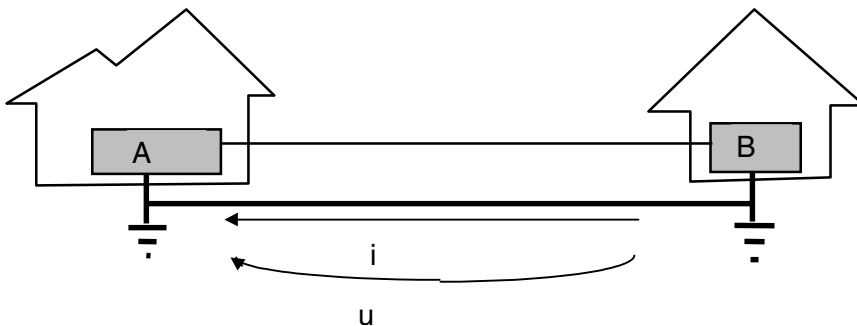


Figura 2.29

Apare tensiunea u între împământările celor două sisteme, ceea ce duce la o tensiune între împământarea și legătura de semnal pentru unul dintre sistemele interconectate, periculoasă pentru acest sistem.

### 3. Impulsul electromagnetic nuclear NEMP (Nuclear Electromagnetic Pulse).

Orice explozie nucleară (atât cele naturale, cum ar fi exploziile solare și care se transmit prin radiații cosmice cât și cele artificiale, cum ar fi testele nucleare) creează un câmp electromagnetic extrem de puternic, impulsul creat fiind extrem de perturbator. Impulsul constă în raze gamma. După distanța la care are loc explozia impulsurile pot fi:

- endo NEMP, la explozie apropiată
- exo NEMP, la explozie îndepărtată

Ultimele cercetări arată că impulsul NEMP este una din cauzele importante ale erorilor din memoriile RAM dinamice de mare capacitate. NEMP nu are energia suficientă pentru a fi resimțit de corpul uman.

Acest tip de perturbații este studiat în domeniul militar.

La descărcarea atmosferică și la NEMP este important nivelul de energie recepționat de circuitul perturbat. Astfel, un tabel sumar este dat în (IAN92):

**Energia necesară pentru perturbarea și distrugerea unor componente** este dată în tabelul

2.1:

*Tabelul 2.1*

Componenta	Perturbare (J)	Distrugere (J)
Circuite CMOS	$10^{-7}$	$10^{-6}$
Tranzistori	$10^{-6}$	$10^{-5}$
Diode	$10^{-5}$	$10^{-4}$
Diode Zener	$10^{-3}$	$10^{-2}$
Relee	-	$10^{-1}$
Tranzistoare de putere	$10^0$	$10^{+1}$
Diode de putere, tiristoare, triaci	$10^{+1}$	$10^{+2}$

### 3. Perturbații în circuitele analogice și digitale

#### 3.1. Realizarea compatibilității electromagnetice în circuite analogice

Circuitele analogice au câteva particularități din punct de vedere EMC :

- nivelele de tensiune fiind mai mici, trebuie luate măsuri speciale de ecranare (locul de cuplare al ecranului), pentru evitarea cuplajelor galvanice, capacitive și inductive, parazitarea legăturii de masă, și penetrarea perturbațiilor prin unde electromagnetice.
- în general gama de frecvențe de lucru în circuitele analogice este mai restrânsă decât la cele digitale, de aceea se pot aplica măsuri de filtrare.

Circuitele analogice sunt supuse la trei tipuri de efecte parazite:

1. Zgomotele proprii ale circuitului (acest tip de efect nu contează la circuitele digitale).
2. Perturbații locale, cuplate în zona dispozitivului analogic.
3. Perturbații penetrare pe căile de transmisie ale semnalelor analogice.

##### 1. Zgomote proprii

- a) Zgomotul Johnson (termic), generat de agitația electronică din elementele rezistive. Mărimea lui este proporțională cu temperatura absolută, rezistența și banda de frecvență.
- b) Zgomotul Schottky (de alicie), generat de trecerea curentului prin joncțiunea tranzistorului, proporțional cu valoarea curentului și cu banda de frecvență.
- c) Zgomotul de licărire (FLICKER), (zgomot 1/f), apare la frecvențe joase, datorat suprafețelor interne ale elementelor semiconductoare.
- d) Zgomotul de tip floricele de porumb (pop corn), datorat variațiilor de amplificare.

**Observație:** Zgomotul propriu total se poate calcula ca medie pătratică dacă nu sunt corelate între ele, cu relația:

$$E = \sqrt{(E_1^2 + E_2^2 + \dots + E_n^2)} \quad (3.1)$$

Măsurile antiperturbative constau în:

- micșorarea benzii de trecere,
- micșorarea impedanțelor,
- selectarea componentelor după zgomotul minim.

**Observație:** S-a demonstrat recent că zgomotul intern al componentelor dă o măsură a duratei de funcționare a componentelor respective. Testul final al producătorului poate include măsurări individuale ale zgomotului intern pentru eliminarea componentelor nefiabile în aplicații deosebite: spațiale, militare, etc.

Deplasările mecanice și vibrarea componentelor pot genera perturbații electrice:

- variația capacității dintre componente poate genera variații de curent;
- variația conductorilor în câmp magnetic poate genera variații de tensiune.

De aceea, în scop antiperturbativ anumite zone de circuite analogice trebuie rigidizate prin aplicarea de lianți solidificabili și neconductivi. Firma **Technics** a dezvoltat metode de rigidizare a amplificatoarelor finale și a preamplificatoarelor pentru a reduce vibrațiile, (THCB- Technics Hybrid Construction Base) (TEC97).

##### Comportarea EMC a amplificatoarelor cu recepție unipolară și diferențială

Putem lua ca exemplu pentru recepția unipolară un amplificator cu un tranzistor, modelat prin cel mai simplu model, figura 3.1, la care se poate determina influența sursei de tensiune perturbatoare de la intrare la ieșire:

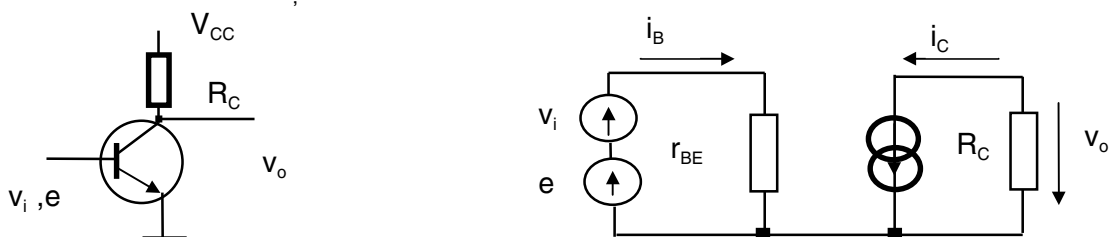


Figura 3.1

În absența sursei de perturbații:

$$v_o = -\beta \cdot i_B R_C = -\frac{\beta \cdot R_C \cdot v_i}{r_{BE}}$$

Tensiunea perturbatoare de la intrare e, este amplificată ca și tensiunea utilă:

$$v_o = -\frac{\beta \cdot R_C \cdot (v_i + e)}{r_{BE}} \quad (3.2)$$

La același montaj, completat cu o reacție negativă, figura 3.2, cu ajutorul teoremelor lui Miller (MIR86) se poate vedea că tensiunea perturbatoare de la intrare este rejectată numai în măsura micșorării amplificării:

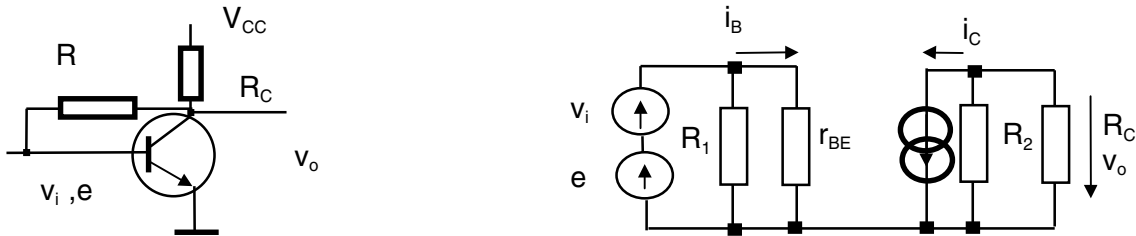


Figura 3.2

$$R_1 = \frac{R}{1 - A_v} = \frac{R}{1 + \beta \cdot R_C / r_{BE}} = \frac{R \cdot r_{BE}}{r_{BE} + \beta \cdot R_C}$$

$$R_2 = \frac{R \cdot A_v}{A_v - 1} = \frac{R \cdot R_C \cdot \beta}{r_{BE} + \beta \cdot R_C}$$

În absența sursei de perturbații:

$$v_o = -\frac{\beta \cdot v_i \cdot R_C \cdot IIR_2}{r_{BE}}$$

Cu tensiunea perturbatoare aplicată la intrare:

$$v_o = -\frac{\beta \cdot (v_i + e) \cdot R_C \cdot IIR_2}{r_{BE}} \quad (3.3)$$

Se poate demonstra că recepția diferențială este mai favorabilă antiperturbativ. Un montaj cu tranzistori demonstrează această afirmație, figura 3.3:

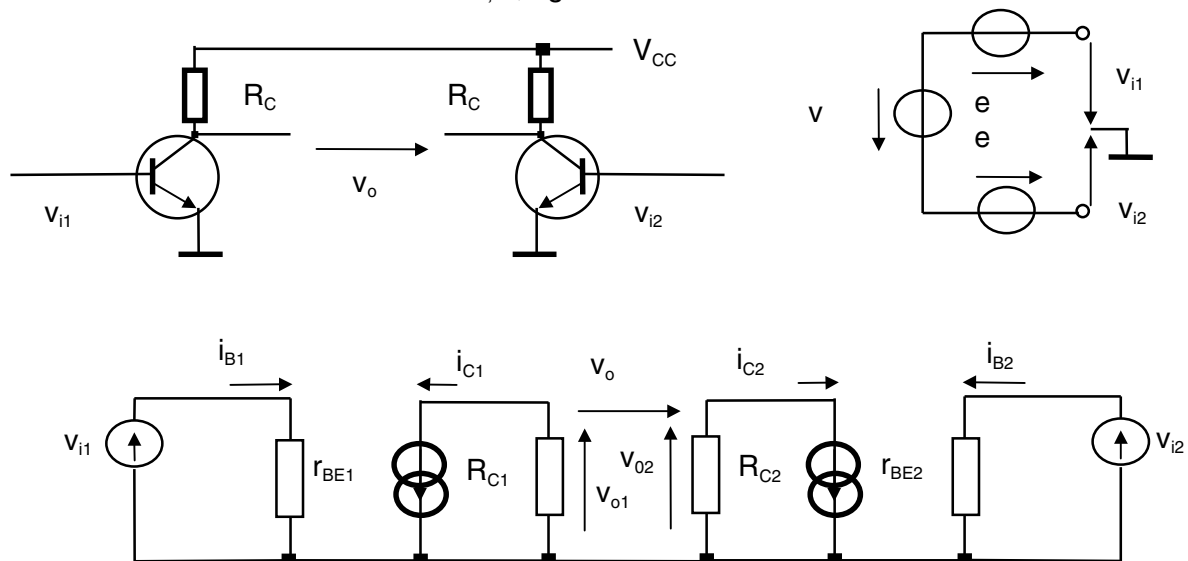


Figura 3.3

În ipoteza a doi tranzistori  $T_1$  și  $T_2$  identici:

$$v_o = v_2 - v_1 = \frac{\beta \cdot R_C (v_{i2} - v_{i1})}{r_{BE}} \quad \text{dar,} \quad v_{i2} - v_{i1} = -v + e - e \quad (3.4)$$

și se vede că tensiunea de ieșire nu depinde de perturbația de mod comun.

Un alt motaj, cu AO de această dată (figura 3.4) arată modul în care apar tensiunile perturbatoare la recepția simplă și la cea diferențială. Prin recepție diferențială se rejectează din  $E_s$  componenta de mod comun.

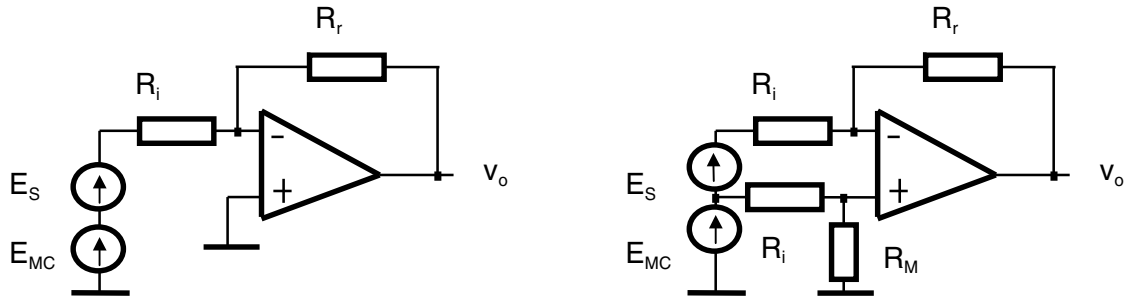


Figura 3.4

La recepția simplă:

$$v_o = -\frac{R_f}{R_i} (E_S + E_{MC}) \quad (3.5)$$

La recepția diferențială, în ipoteza că  $R_M = R_f$ :

$$v_o = -\frac{R_f}{R_i} (E_S + E_{MC}) + \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \frac{R_M}{R_M + R_i} E_{MC} \approx -\frac{R_f}{R_i} E_S \quad (3.6)$$

Măsuri de reducere a perturbațiilor la amplificatorul diferențial.

- realizarea egalității impedanțelor de intrare  $Z_i$ , care se poate realiza cu o configurație de amplificator de instrumentație;
- realizarea egalității rezistențelor serie pe intrări și a traseelor  $R_i$ ;
- simetria senzorului;
- scăderea rezistenței  $R_s$  a sursei de semnal în raport cu  $R_i$ ;

Pentru semnale alternative de intrare, condițiile de mai sus se pot realiza și cu amplificator cu recepție singulară, dar cu transformator diferențial, figura 3.5:

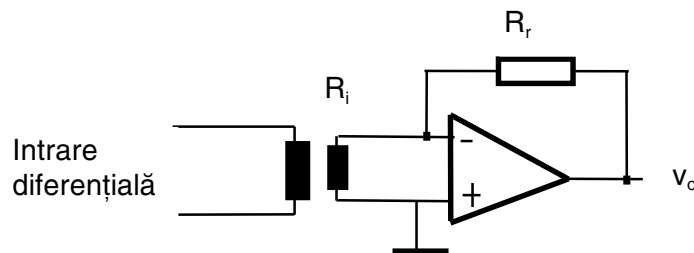


Figura 3.5

Avantajul acestei soluții este că se asigură și decuplarea galvanică.

### Oscilații la amplificatoare

Amplificarea mare și impedanța de intrare mare a AO poate declanșa intrarea lor în oscilație la modificarea sarcinii, a temperaturii sau a tensiunilor de alimentare.

Se pot aplica câteva măsuri antiperturbative (în ordinea importanței măsura a este cea mai importantă):

- a. compensarea în frecvență cu rețele specificate de constructor;

- b. decuplarea tensiunilor de alimentare și apropierea sursei de amplificator;
- c. reducerea benzii de frecvență (prin reacție negativă capacitivă de ex.);
- d. reducerea amplificării;
- e. reducerea, rearanjarea și distanțarea traseelor (deja mai mult de 3 cm. poate fi perturbator);
- f. separarea și ecranarea zonelor dintre intrarea și ieșirea amplificatorului;
- g. introducerea unor inele de ferită pe traseele de intrare;
- h. când informația este transmisă pe cabluri lungi se recomandă folosirea unui etaj suplimentar, repetor.

### Perturbații prin cuplaje galvanice

Sunt datorate sursei de alimentare și traseului de masă.

Se definește PSRR ca raportul de rejecție a tensiunii de alimentare (Power Supply Rejection Ratio) sau SVRR (Supply Voltage Rejection Ratio):

$$PSRR = \frac{\Delta v_{iesire}}{\Delta v_{a\ lim} \cdot A_{cc}} \quad (3.7)$$

unde  $A_{CC}$  este amplificarea în curent continuu.

Ca proceduri antiperturbative se recomandă:

- decuplarea pentru fiecare amplificator, individual cu grupuri LC, LRC sau RC, în care C este format din doi condensatori (cîțiva microfarazi în paralel cu 10 nF). Decuplarea este esențială în eliminarea oscilațiilor parazite;
- conectarea realizată după regula paralelogramului pentru evitarea buclelor perturbative;
- ecranarea amplificatoarelor;
- semnalul de intrare trebuie conectat cât mai aproape de intrările amplificatorului, ca în figura 3.6:

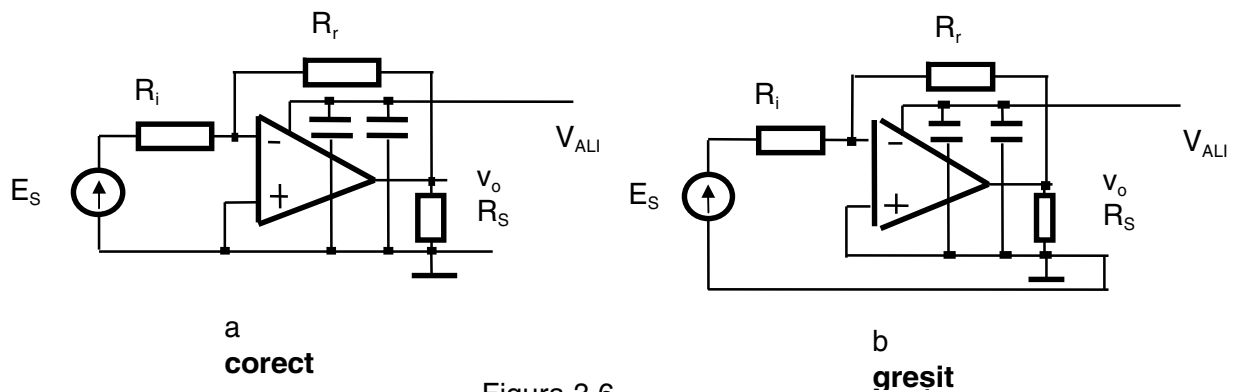


Figura 3.6

-în ceea ce privește sursele de alimentare pentru echipamente complexe, se recomandă folosirea de stabilizatoare locale (SL) pentru a micșora traseele susceptibile de a fi perturbate galvanic, ca în figura 3.7:

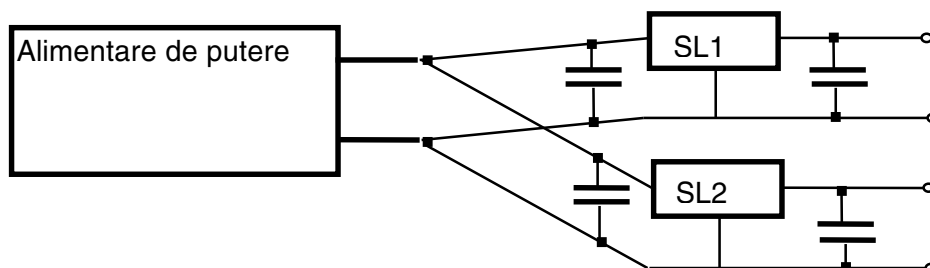


Figura 3.7

-la realizarea unei surse, tensiunea de reacție care asigură reglarea tensiunii de ieșire se culege de pe sarcină și nu de la ieșirea sursei, pentru a evita căderea de tensiune pe firele de alimentare, ca în figura 3.8:

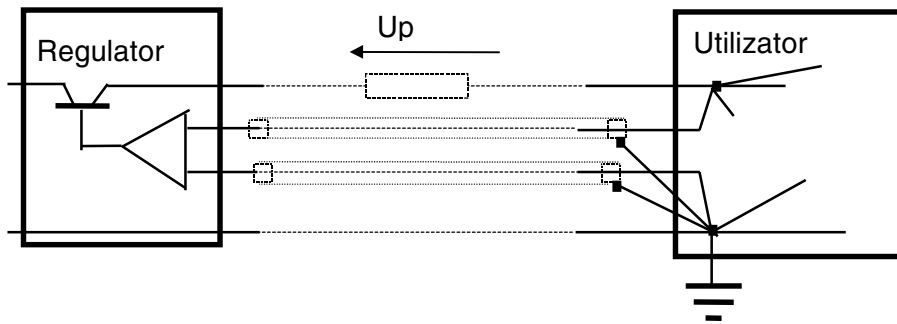


Figura 3.8

-pentru aplicațiile audio de înaltă fidelitate este nevoie de măsuri suplimentare pentru împiedicarea perturbației de 50Hz să penetreze. Astfel firma Technics a introdus bateria virtuală (Virtual Battery Operation) (TEC97), care de fapt este un stabilizator la care tranzistorul regulator este de tip MOS-FET, figura 3.9:

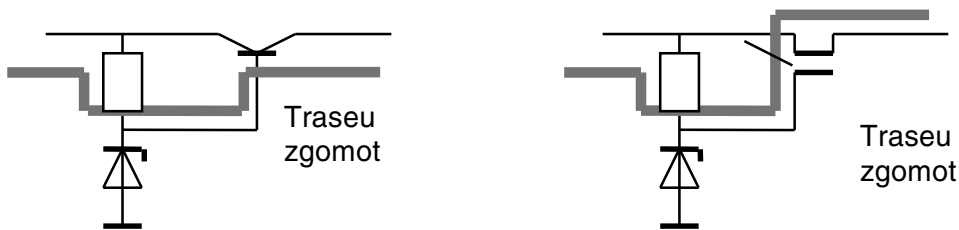


Figura 3.9

Tranzistorul MOS-FET întrerupe traseul de penetrare a perturbațiilor care în montajul cu tranzistorul bipolar se închide prin baza tranzistorului. Mai mult, pentru aplicații și mai pretențioase aparatele pot fi alimentate de la baterii. În timp ce aparatul funcționează energia este furnizată de baterii (autonomie de cca. 10 ore), iar când aparatul este oprit, bateriile se încarcă de la rețea (timp de încărcare 8 ore). Acest mod de operare este numit de Technics Battery Drive Power Supply (TEC97).

-sursele în comutație generează tensiuni perturbatoare mai mari decât sursele liniare din cauza oscilatorului intern de frecvență de ordinul kHz. Pentru reglarea tensiunii de ieșire se folosesc două principii: modificarea frecvenței și modificarea factorului de umplere. Se poate simula în MATHCAD un semnal dreptunghiular la care variază frecvența și se poate ridica spectrul de frecvență, figura 3.10:

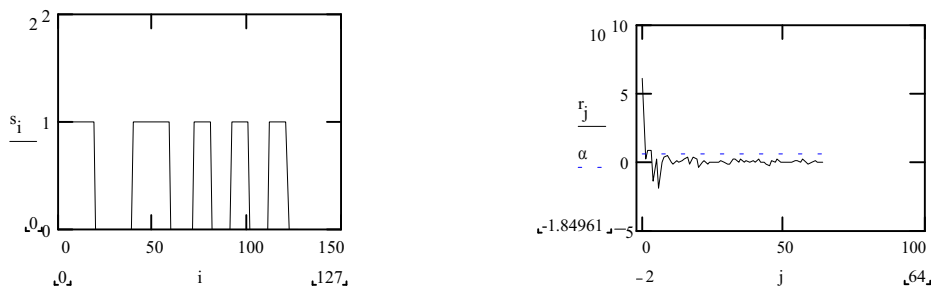


Figura 3.10

La fel se poate genera un semnal dreptunghiular la care variază factorul de umplere, cu același factor de variație, figura 3.11:

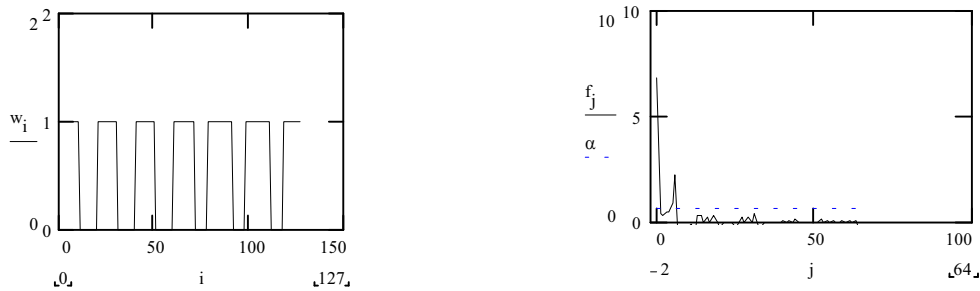


Figura 3.11

Armonicile generate sunt comparabile. Se consideră totuși că sursele care folosesc modularea factorului de umplere (de exemplu cu circuitul specializat TDA 1060) sunt mai puțin perturbatoare și se pot aplica cu succes metode de filtrare pe frecvența șirului de impulsuri.

La trecerea firelor care conduc tensiunile de alimentare prin carcase pot apare cuplaje și perturbări. Se pot folosi în aceste cazuri filtre de trecere pentru tensiunile de alimentare cu condensatoare de trecere C și inele de ferită L ca în figura 3.12:

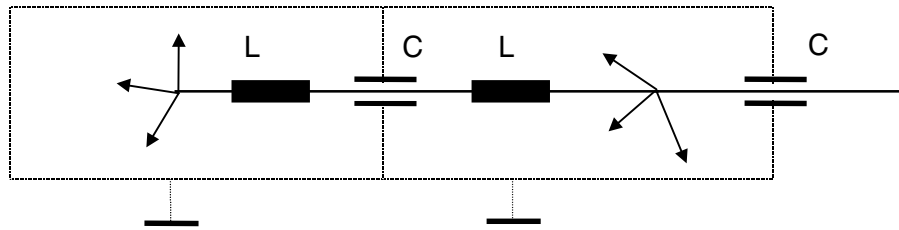


Figura 3.12

Inelul de ferită are un efect asemănător cu cel al unei înfășurări pe inel de ferită, care se va detalia în cap. 4, figura 4.14.

### Configurații speciale cu imunitate mărită la perturbații

1. Amplificatorul de instrumentație, figura 3.13 realizează performanțe deosebite, impedanță de intrare mare, impedanță de ieșire mică, amplificare mare și reglabilă (se poate regla digital), simetrie foarte bună a intrării diferențiale, deci o bună rejecție a modului comun.

Din cauza performanțelor bune, acest etaj este des folosit la amplificarea tensiunilor mici. Se impun astfel măsuri speciale de protecție împotriva perturbațiilor, cum ar fi gardarea, ecranarea dublă sau ecranarea activă.

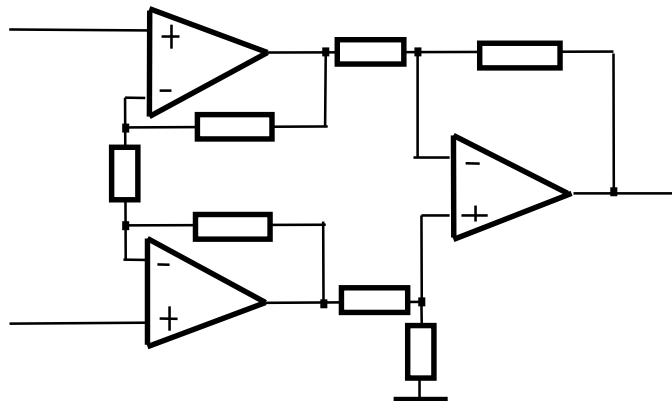


Figura 3.13

2. Amplificatorul izolator are performanțe deosebite în locuri în care este necesară întreruperea unei bucle perturbative. Izolarea galvanică între intrare și ieșire rejectează perturbațiile cuplate galvanic. Un parametru caracteristic este IMR - Raportul rejecției modului de izolare, care evaluează măsura în care izolarea contribuie la rejecția perturbațiilor de mod comun. Un amplificator izolator, cu modulare demodulare este dat în figura 3.14 (sursa Analog Devices).

Există două variante de decuplare:

- transformator - asigură liniaritate și precizie bună,
- optic - asigură o viteză și o bandă de frecvență mare.

În interiorul amplificatorului secțiunea de intrare este alimentată printr-un convertor c.c.-c.c. izolat.

Pentru a evita perturbațiile datorită convertorului c.c.-c.c. și ale modulatorului - demodulatorului trebuie ca toate circuitele să fie sincronizate (se evită fenomenul de bătăi).

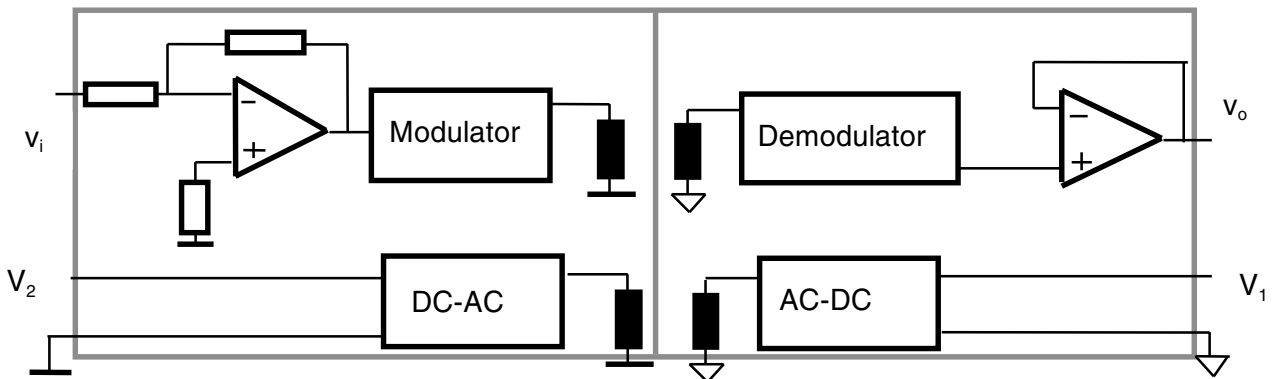


Figura 3.14

3. Transmisii analogice diferențiale, se pot face de exemplu cu o pereche de circuite SSM 2142/2141 (sursa Analog Devices), figura 3.15. Avantajele transmisiei diferențiale au fost expuse la începutul capitolului.

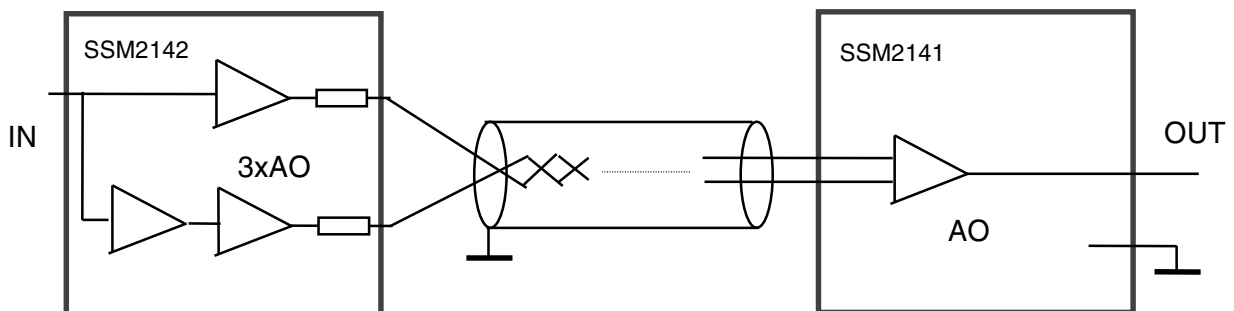


Figura 3.15

## Probleme de EMC la convertoarele analog numerice A/N și numeric analogice N/A

Precizia atinsă de convertoare, de 1/8 LSB de exemplu, înseamnă o precizie de ordinul zecilor de microvolți. Se impun deci măsuri speciale antiperturbative:

1. Condensatoare de decuplare pe circuit de cca.1  $\mu\text{F}$  și 10 nF în paralel.
2. Ecranări, torsadări (transmisie cu cablu torsadat împreună cu returul, dublu ecranat):
3. Eliminarea vârfurilor de tensiune proprii conversiei N/A (deglicizarea). La tranziția 01111111 la 10000000 pot apare vârfuri de tensiune la ieșire. Pentru convertoarele lente se pot pune filtre trece jos. Pentru convertoarele rapide este nevoie de elemente de memorare analogice pe timpul comutării intrărilor.

4. Unele convertoare au imunitate mare la perturbații datorită principiului de funcționare. De exemplu convertorul cu integrare (cu dublă pantă) poate evalua semnalul de intrare pe o perioadă de timp egală cu perioada semnalului perturbator (de exemplu 20 ms pentru frecvența rețelei de 50 Hz.). Se anulează practic în acest mod efectul perturbator al tensiunii rețelei.

5. Pentru aplicații pretențioase se pot utiliza circuite de condiționare de semnal. Acestea sunt circuite care realizează un set de funcții cum ar fi: adaptarea, recepția diferențială, izolarea galvanică, simetrizarea, managementul ecranului și al maselor, filtrare, etc, (de exemplu QMX 03/04 al firmei ANALOG DEVICES).

6. Conectarea masei analogice cu cea digitală se realizează în imediata apropiere a elementului convertor, pentru ca tensiunile ce apar pe masa digitală să nu apară la intrarea analogică. Alimentarea circuitelor se face radial, cu retur (masă) proprie, figura 3.16:

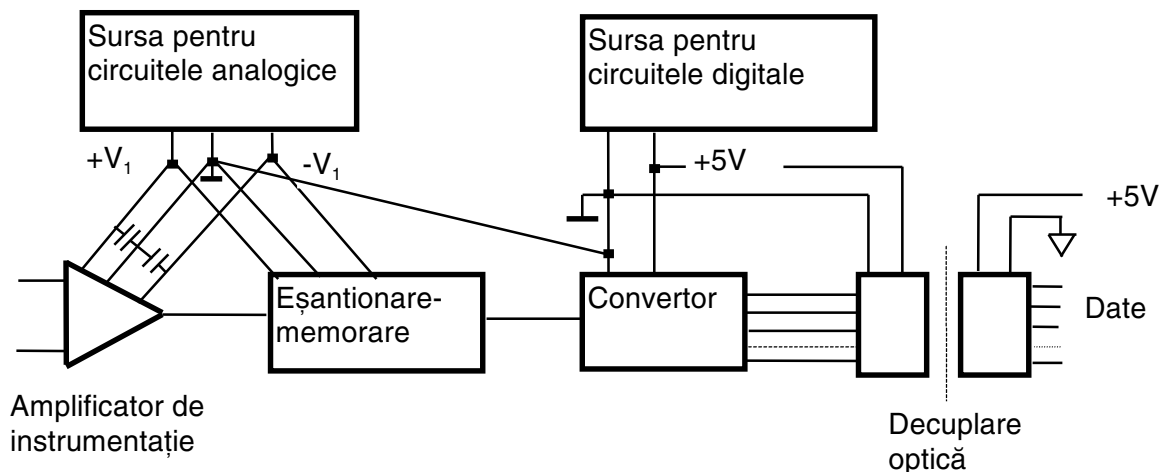


Figura 3.16

## 3.2. Realizarea compatibilității electromagnetice în circuitele digitale

Problemele EMC specifice circuitelor digitale se pot grupa în două categorii:

-comparația din punct de vedere EMC a diferitelor familii logice, în condițiile apariției unor noi familii logice;

-probleme EMC ale plăcilor echipate cu circuite digitale.

În analiza din punct de vedere EMC a diferitelor tipuri de familii logice intervin câteva caracteristici:

1. Impedanța de intrare, care din punct de vedere EMC se dorește mică, dar care trebuie să fie mare pentru a fi comandabile cât mai multe circuite.

2. Impedanța de ieșire care trebuie să fie cât mai mică pentru a micșora tensiunile parazite cuplate capacitiv.

3. Marginile statice de imunitate la perturbații, care pot fi margini tipice și margini garantate, care se doresc a fi cât mai mari.

4. Nivelele tensiunilor de alimentare.

5. Caracteristicile de transfer și amplificarea în zona de transfer.

6. Timpii de comutare.

În general toate familiile de circuite digitale au performanțe bune în domeniul EMC, mai bune decât de exemplu cele ale circuitelor analogice. În general, o imunitate ridicată se obține la viteze reduse de operare (microsecunde).

Condițiile ca o perturbație de la intrarea unui circuit digital să se transmită la ieșirea lui sunt:

1. să asigure un anumit nivel de tensiune la intrarea circuitului, mai mare decât marginea de imunitate statică, ceea ce este dificil datorită impedanțelor mici din circuit.

2. durata perturbației cu nivelul care depășește marginea de imunitate statică trebuie să fie mai mare decât timpul de transfer al circuitului.

**Observația 1:** Fronturile rapide ale semnalelor de comandă sunt favorabile din punct de vedere antiperturbativ, ele asigurând funcționarea sigură a unor circuite digitale secvențiale (bistabili, numărătoare), la care nu pot apare basculări false. Un front rapid minimizează timpul în care circuitul este în zona activă, cu amplificare mare, timp în care circuitul are o imunitate redusă la perturbații.

**Observația 2:** Evaluarea realistă a unei familii logice se face în cazul cel mai defavorabil (worst case), ca încărcare la ieșire, domeniul tensiunii de alimentare, etc.

**Observația 3:** Comportarea la perturbații dinamice este reflectată tot de comportarea la perturbații statice, deoarece pentru ca o perturbație să fie deranjantă trebuie ca ea să depășească pragul de margine statică și să aibă o durată mai mare decât durata de răspuns a circuitului.

Cauzele apariției perturbațiilor pe plachetele cu circuite digitale sunt (FOR98):

-perturbații radiate de pinii circuitelor digitale legați la traseele de cablaj, care se comportă ca antene;

-perturbații radiate de oscilator, pe frecvența fundamentală și pe armonici;

-perturbații conduse de la și spre sursa de alimentare prin traseele de alimentare.

EMI necesită o sursă (de exemplu componentele active- circuite, oscilatoare), o cale de propagare (de exemplu traseele prin radiație cuplaj sau galvanic) și un receptor (de exemplu intrări de circuite digitale, receptoare radio apropiate etc.).

### 3.2.1. Familii logice și caracteristici EMC

Marginea de zgomot reprezintă diferența între valorile tensiunilor garantate pentru stările logice ale unui circuit logic care comandă și valorile tensiunilor permise ale unui circuit de același tip, comandat. Pentru nivelele H și L se definesc:

$$M_H = V_{OH \min} - V_{IH \min}$$

$$M_L = V_{OL \max} - V_{IL \max}$$

Se poate defini și o margine de zgomot medie (tipică).

Momentul actual se caracterizează prin apariția multor tehnologii noi, și implicit a noi familii de circuite logice, cum ar fi LS (Low Power Schottky (bipolar)), ALS (Advanced LS (bipolar)), F (Fast (bipolar)), AS (Advanced Schottky (bipolar)), HCT (High Speed CMOS-TTL), FCT (Fast CMOS-TTL), ACT (Advanced High Speed CMOS-TTL), ABT (Advanced High Speed BiCMOS TTL), LVT (Low Voltage TTL-BiCMOS (3,3V)) etc.

Tabelul 3.1 arată principalele caracteristici EMC ale acestor familii noi:

Tabelul 3.1

Familia	Durata de propagare	Nivel LOW	Nivel HIGH	Margine garantată L	margine garantată H	Rezistența de ieșire	Distanța de transmitere
LS	9ns	<0.5V	>2.7V	0.3V	0.7V	30-95Ω	100cm
ALS	4ns	<0.5V	>2.7V	0.3V	0.7V	27-200Ω	50cm
F	3ns	<0.5V	>2.4V	0.3V	0.4V	7-110Ω	25cm
AS	1.7ns	<0.5V	>2.7V	0.3V	0.7V	6-32Ω	20cm
HCT	8ns	<0.1V	>4.4V	0.7V	2.4V	45-300Ω	80cm
ACT	3.5ns	<0.1V	>4.4V	0.7V	2.4V	10-88Ω	25cm
ABT	3ns	<0.1V	>4.4V	0.7V	2.4V	-	-
LVT	4.5ns	<0.4V	>2.4V	0.4V	0.4V	4-50Ω	25cm

Există situații în care se micșorează marginea de siguranță prin proiectarea incorectă a schemelor. Astfel, conectarea unei diode la intrarea unei porți TTL (pentru separarea unor microîntrerupătoare de exemplu), depreciază marginea de siguranță cu 0,6V. Ca remediu se poate folosi o sursă de -0,6V pentru a compensa căderea de tensiune pe diodă.

Un alt exemplu de micșorare a marginii de siguranță este la interconectarea între două familii logice, de exemplu ieșirea unei porți TTL la intrarea unei porți CMOS. La nivel HIGH la ieșire, tensiunea tipică este 3.6 V, iar 3.5 V acceptat de CMOS arată existența unui ecart de siguranță de doar 0.1 V, deci 10% dintr-un ecart normal.

Susceptibilitatea la perturbații dinamice se poate pune în evidență prin diagramele amplitudinii impulsului perturbator în funcție de durata impulsului, la limita de perturbare, pentru diferite familii logice (impuls perturbator suprapus peste nivelul H la intrare), figura 3.17:

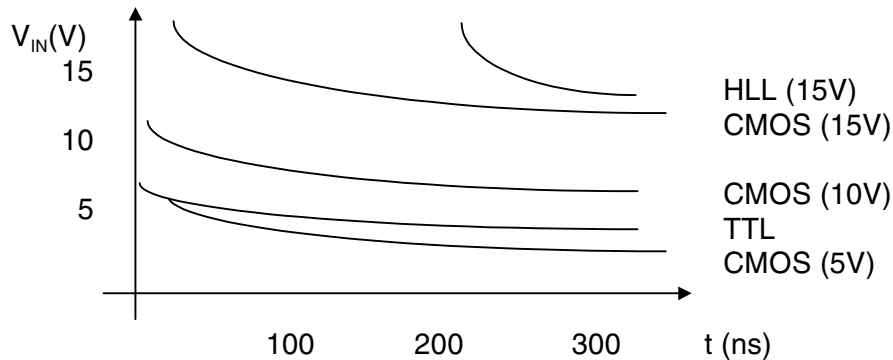


Figura 3.17

Se pot trasa diagrame asemănătoare pentru perturbație suprapusă pe nivelul LOW de la intrare. În general susceptibilitatea se poate discuta pentru nivelul logic LOW și nivelul logic HIGH, rezultatele fiind în general diferite.

**Observație:** Chiar dacă marginea de imunitate statică este mai mare la un nivel logic, trebuie avut în vedere și impedanța de ieșire în această situație pentru a obține o evaluare a susceptibilității.

O soluție pentru proiectarea unor aparate care lucrează în mediu industrial, puternic perturbat este utilizarea unor familii logice cu imunitate ridicată la perturbații (High Level Logic (H.L.L.)), cu următoarele caracteristici principale:

-margine de imunitate statică mărită;

- prin conectarea unei capacități ca reacție negativă s-a îmbunătățit imunitatea la perturbații dinamice, figura 17;
- alimentarea se face la tensiune mai mare, tipic 12V.

### 3.2.2. Plachete cu circuite digitale și caracteristici EMC

Principalele perturbații sunt:

- vârfulurile de curent (care apar prin cuplaj galvanic, când două sau mai multe circuite au aceeași masă sau sunt alimentate de la aceeași sursă de alimentare );
- diafonia (crosstalk), care apare prin cuplaj capacitiv și/ sau inductiv;
- reflexii
- perturbațiile prin radiație.

#### Vârfulurile de curent

În momentul comutației circuitele logice absorb un curent mai mare care are trei cauze:

- ambele tranzistoare de la ieșirea porților sunt pentru un scurt timp în conducție;
- încărcarea sarcinii capacitive;
- diferența între curentul absorbit în stare LOW și HIGH.

Vârfulurile de curent cresc cu creșterea frecvenței de comutație. Vârfulurile de curent generează creșteri ale tensiunii datorită inductivității liniilor de alimentare:

$$V = -L \cdot di/dt$$

Situația este gravă la memorii care extrag circa 100 mA pe fronturile ciclului de memorie.

La un rând de 8 circuite, ținând cont că 1 cm de traseu imprimat are 1 mH (10nH-1mH):

$$\Delta V = 8 \cdot L \cdot di/dt = 400mV$$

Vârfuluri de tensiune de 400 mV/cm. pot fi uneori inacceptabile. Soluția este conectarea pe fiecare circuit a unui grup de condensatoare pentru a absorbi curentul tranzitoriu.

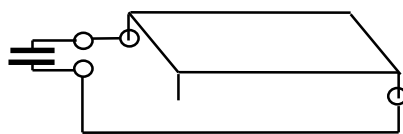
Pentru un  $\Delta V$  acceptabil de 100 mV, la fronturi de 20 ns, rezultă o capacitate minimă:

$$C = i \cdot dt/dV = 0.02 \mu F, \text{ practic } 0,1 \mu F \text{ (pentru siguranță)}$$

La intrarea de alimentare a plăcii trebuie conectate capacități de filtrare de ordinul zecilor de  $\mu F$ . În (SCH96) se recomandă următoarele valori pentru condensatorii de decuplare:

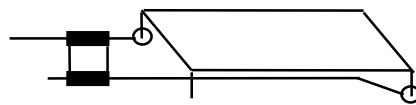
- 2,2 $\mu F$  la ieșirea din sursa de alimentare;
- 1 $\mu F$  la intrarea de alimentare a plăcii;
- 0,1 $\mu F$  la fiecare 5 cm de traseu;
- 1-10nF pe fiecare circuit integrat.

Condensatoarele se cuplează ca în figura 3.18:



10nH/cm

*Această decuplare nu este cea mai bună din cauza inductivității traseului*



*O decuplare foarte bună se poate realiza cu condensatori în tehnologie SMD*

Figura 3.18

#### Diafonia (Crosstalk)

Diafonia se datorează cuplajelor capacitive și inductive care apar între traseele circuitului imprimat sau între firele de transmisie a semnalelor. La cuplajele capacitive, tensiunea perturbatoare se aplică în paralel cu tensiunea utilă, iar la cele inductive înseriată de-a lungul circuitului.

Lungimea maximă pe care se pot transmite semnale TTL este de circa 30 cm, iar pentru celelalte familii logice lungimea este dată în tabelul 3.1. Dacă emițătorul este o poartă cu colectorul în gol, lungimea maximă poate fi mai mare. Pentru transmisiuni la distanțe mai mari se pot folosi cabluri torsadate, ecranate, sau se poate face o transmisie la alte nivele de tensiune.

Când o linie este activă și una pasivă apare o influență unilaterală, iar când ambele linii sunt active influența este bilaterală. La influența unilaterală există o ieșire de poartă cu impedanță mică ce micșorează posibilitatea apariției unei perturbații.

Când sensul de transfer este același la ambele linii se spune că influența este în paralel, iar când sensul este contrar are loc o influență în antiparalel.

În figura 3.19 este arătat cazul unei influențe unilaterale, în paralel:

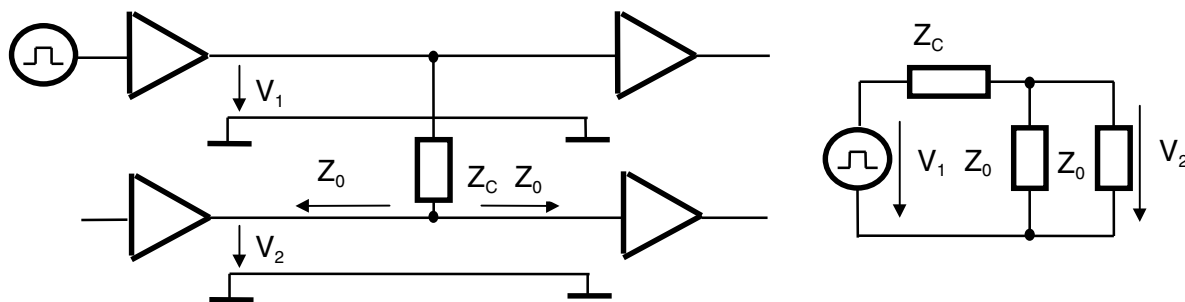
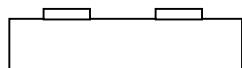


Figura 3.19

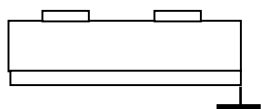
Sunt reprezentate două trasee față de masă între care apare prin diafonie impedanța  $Z_c$ , traseul influențat considerându-se adaptat, cu impedanța caracteristică  $Z_0$ . Alăturat este figurată și schema echivalentă. Diafonia  $D$  se poate estima ca fiind:

$$D = \frac{V_2}{V_1} \times 100\% = \frac{1}{1 + 2 \frac{Z_c}{Z_0}} \times 100\% \quad (3.8)$$

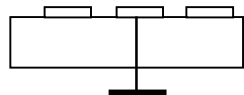
Se pot estima câteva valori ale diafoniei pentru diferite configurații ale cablajelor (FOR98), figura 2.20:



*trasee de semnal apropiate*  
 $Z_0 = 200\Omega$ ,  $Z_c = 100\Omega$ ,  $D = 50\%$



*trasee de semnal pe o parte și  
plan de masă pe cealaltă parte*  
 $Z_0 = 80\Omega$ ,  $Z_c = 125\Omega$ ,  $D = 25\%$



*trasee de semnal cu traseu de  
separare de masă*  
 $Z_0 = 100\Omega$ ,  $Z_c = 400\Omega$ ,  $D = 11\%$



*se recomandă ca traseele de pe  
cele două părți ale cablajului să  
fie perpendiculare, ceea ce  
mărește impedanța de cuplaj*

Figura 3.20

Traseele separate cu traseu de masă asigură performanțe suficiente în toate cazurile uzuale.

Comportarea la diafonie a diferitelor familii logice se poate studia prin simularea în SPICE a porților fundamentale sau prin realizarea unui montaj experimental ca în figura 3.19. Câteva rezultate experimentale sunt date în (FOR98):

-dacă liniile au același sens, fără traseu de separare și linia receptoare este în HIGH, se constată că transmisia nu este critică la familiile bipolar, BiCMOS, tensiune redusă dar este critică la familia ACT;

-dacă liniile au sens contrar, fără traseu de separare și linia receptoare este în HIGH se constată că apare cel mai dezavantajos caz de diafonie. Cu familia ACT apar erori de transmisie.

## Reflexii

La incidența semnalului electric cu un punct de discontinuitate a valorii impedanței traseului de transmisie, o parte din energia semnalului se reflectă înapoi spre sursa de semnal. Unda reflectată modifică și frontul de emisie. Reflexiile reduc siguranța de funcționare, constituind perturbații sau adunându-se cu perturbațiile existente. Dacă traseul este adaptat, adică la capătul firului impedanța  $Z_0$  este egală cu impedanța caracteristică a cablului, atunci nu apar reflexii. În general transmisia între două porți nu este adaptată, deoarece impedanța de ieșire este de zeci de ohmi, iar impedanța de intrare de ordinul Megaohmilor. Sub 30 cm. nu apar reflexii.

Fie o linie cu impedanța caracteristică  $Z_0$  și rezistența de la capăt  $R$ . Tensiunea incidentă este  $V_1$ , formată din  $V_Z$  și  $V_R$  (figura 3.21):

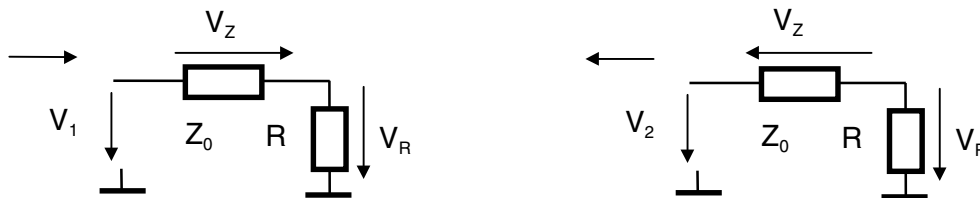


Figura 3.21

Tensiunea reflectată este  $V_2$  și este:

$$V_2 = V_R - V_Z = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} V_1 \quad (3.9)$$

Se poate defini un coeficient de reflexie  $r = \frac{R - Z_0}{R + Z_0}$

Să presupunem un generator cu tensiunea  $V_G$ , o linie de transmisie cu caracteristicile  $Z_0$  (impedanța caracteristică) și  $\tau$  (timpul de propagare), figura 3.22:

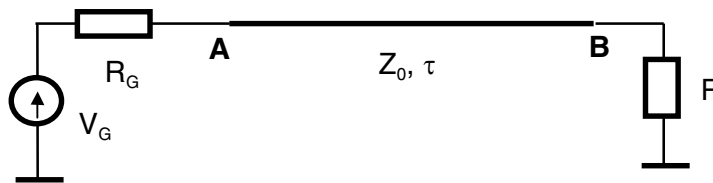


Figura 3.22

Presupunem aplicarea unui semnal treaptă. La momentul  $t=0$  unda incidentă are amplitudinea:

$$V_A \approx V_G \frac{Z_0}{Z_0 + R_G} \quad (3.10)$$

Când unda cu această amplitudine ajunge la rezistența  $R$ , o parte din energia ei este reflectată, amplitudinea undei reflectate fiind:

$$V_{rB} = r_A \times V_A \quad \text{unde } r_A = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \quad (3.11)$$

Unda reflectată ajunge în punctul A unde are loc o nouă reflexie cu coeficientul de reflexie  $r_B$ :

$$V_{rA} = r_B \times V_{rB} \quad \text{unde } r_B = \frac{R_G - Z_0}{R_G + Z_0} \quad (3.12)$$

Procesul de reflexii se repetă până când energia undei este absorbită de pierderile din circuit. Stadiul final, după liniștirea oscilațiilor este:

$$V_B = \frac{R}{R_G + R} V_G \quad (3.13)$$

Există metode de calcul a reflexiilor, dintre care se citează în (FOR98) metoda laticii și metoda Bergeron.

Câteva forme de undă sunt ridicate experimental și comparate cu cele simulate în capitolul dedicat liniilor lungi (8.3, figura 8.16).

Pentru a se estima efectul reflexiilor trebuie cunoscută impedanța caracteristică a mediului de transmisie. Câteva valori uzuale sunt:

1. cablu coaxial: 50 - 100  $\Omega$ ;
2. cablu torsadat: 80-180  $\Omega$ ;
3. cablu plat: 80-200  $\Omega$ ;
4. cablu plat cu traseu de separare la masă: 80  $\Omega$ ;
5. conductor independent, la distanță de planul de masă: 200 - 600  $\Omega$ ;
6. linie de magistrală: 20-40  $\Omega$ .

Efectele cumulate ale diafoniei și reflexiilor pot fi estimate prin simularea în SPICE a porților logice ale diferitelor familii logice și conectarea lor cu linii lungi, între care se pot stabili diferite tipuri de cuplaje (OGR97).

Rezultatele obținute pentru cuplajul capacitiv în tehnologie TTL arată apariția la intrarea porții perturbate a unei tensiuni de 6,52V pentru un interval de ordinul 1-3ns (intrarea este la 1 logic, deci nu apare o comutare falsă) și a unei tensiuni de -1,52V (intrarea este la 0 logic).

La circuitele în tehnologie CMOS se consumă puteri mult mai mici ( $7 \cdot 10^{-11}$ W), rezistența de intrare este mai mare, și rezistența de ieșire este mai mare ( $5 \cdot 10^3$  ohmi). Ultima caracteristică este defavorabilă din punct de vedere EMC, dar este compensată de o margine statică de imunitate mai mare. Apare și în acest caz (intrarea la 1 logic) un maxim de tensiune de 5,62V și un minim de 3,5V, la ieșirea porții perturbate apare un riplu între -0,17V și 0,2V, dar valorile logice corecte nu sunt modificate. Pentru intrare la nivel 0 logic apare un vârf de tensiune de 2,2V care depășește tensiunea maximă admisă pentru 0 logic, dar poarta perturbată nu comută din cauza duratei foarte mici a acestui impuls, ieșirea porții având doar mici variații în jurul valorii de 5V, între 5,15V și 4V.

Rezultate asemănătoare se obțin și la cuplaje inductive.

Din aceste considerații rezultă direct câteva măsuri antiperturbative simple:

- limitarea lungimii traseelor;
- introducerea între ieșirea unei porți și intrarea legată la acea ieșire a unei rezistențe serie, egală cu impedanța caracteristică a liniei (circuitele driver au o asemenea rezistență integrată);
- transmisia cu porți cu colectorul în gol și cuplarea de rezistențe care să țină linia de transmisie în 1 logic (pull-up) sau în 0 logic (pull-down);
- cuplarea de diode pentru tăierea vârfurilor de tensiune mai mari de 5V și negative, figura 3.23:

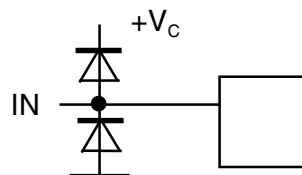


Figura 3.23

## Perturbații radiate

Amplitudinea radiației produse de un circuit este proporțională cu eficiența antenelor care se formează în circuit. Antenele (buclele de circuit) sunt formate din trasee, componente (în special oscilatoare pentru generatoare de tact), terminale de componente, conectori și cabluri de legătură.

Traseele devin puternic perturbatoare dacă lungimea lor este mai mare de  $\lambda/10$  (limite impuse de FCC) sau  $\lambda/40$  (limite impuse de MIL STD).

Modul în care un circuit integrat radiază este arătat în figura 3.24:

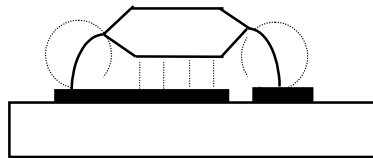


Figura 3.24

Din figură se vede că un plan de masă sub circuit limitează perturbațiile radiate.

Pentru a micșora radiația generată este importantă alegerea potrivită a traseelor de alimentare, masă și semnal (evident că o alegere corectă a traseelor minimizează și celelalte perturbații, mai ales diafonia). Masa este în cele mai multe cazuri o cale de întoarcere a curentului. Masa trebuie să aibă o impedanță cât mai mică. Un plan de masă îndeplinește cel mai bine această condiție și realizarea este posibilă la cablajele multistrat, figura 26. Traseele de alimentare duse deasupra (sub) liniilor de masă asigură perturbații minime. Este posibilă utilizarea de filtre de alimentare cu condensatori și bobine pentru micșorarea zgomotului pe liniile de alimentare.

Dacă nu este posibil un strat de masă, este acceptabilă și soluția unei grile de masă și alimentare (Gridding), figura 3.26:

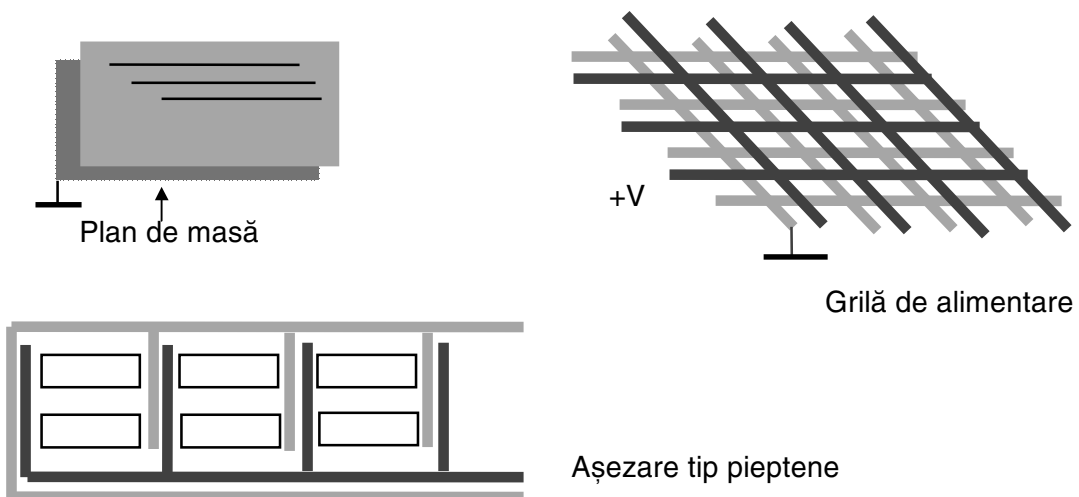


Figura 3.26

Dacă nici grila de alimentare nu este posibilă, traseele de alimentare se pot poziționa tip pieptene, figura 3.26.

La transmisia semnalelor între plăci, prin fire, se recomandă transmiterea cu cablu plat cu traseu de separare la masă (la frecvențe mici este suficient un traseu de separare la 5-9 semnale). La frecvențe mari se recomandă ca firul activ să fie torsadat cu firul de masă. Conectorii se recomandă să fie de calitate, cu contact de masă ferm. În conectori se integrează deseori componente antiperturbative (\*EPN98).

O soluție pentru micșorarea tuturor tipurilor de perturbații este divizarea plăcii în zone (Board Zoning). Proiectarea pe zone este primul pas în proiectarea EMC. De exemplu, circuitele de viteză mare se plasează aproape de sursă, circuitele lente mai departe, iar cele analogice și mai departe. În acest fel componentele de înaltă frecvență nu perturbă celelalte semnale. Oscilatoarele trebuie plasate cât mai departe de componentele lente. Filtrele de intrare, componentele de deparazitare, separare galvanică și prelucrări analogice trebuie plasate la intrarea în placă etc., figura 3.27:

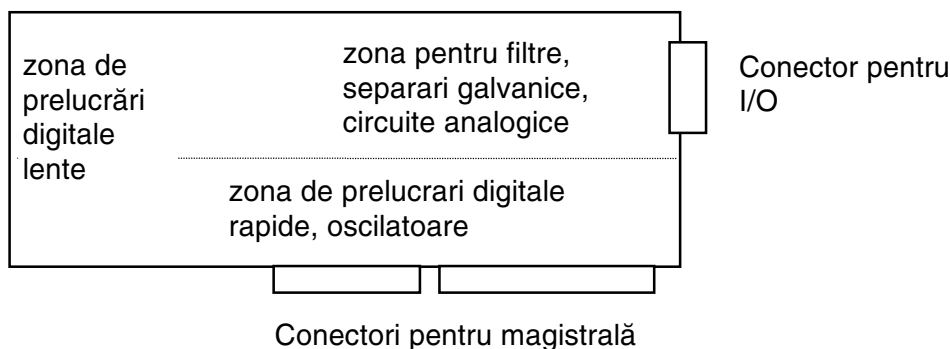


Figura 3.27

### Influența EMC a capsulei

Pe o placă nivele de zgomot depind de inductivitățile capsulei și de viteza de variație a fronturilor ( $dv/dt$ , Slew Rate). Tensiuni parazite vor fi cuplate de la un pin de ieșire la un alt pin al capsulei.

Trei factori determină caracteristicile electrice ale capsulei:

- capacitatea pinului față de masă;
- inductivitatea pinului;
- factorul de cuplare de la un pin la altul.

Câteva date caracteristice pentru 3 tipuri de capsule sunt date în tabelul 3.2:

Tabelul 3.2

	DIP	SOP	SSOP
Capacitatea (pF)	0.53-1.49	0.54-0.85	0.3-0.47
Inductivitatea (nH)	3.4-13.7	3-5.8	2.6-5
Factor de cuplare (%)	0.3-0.4	0.1-0.4	0.25-0.4

Capsula DIP este inferioară EMC față de carcasa SOP și SSOP din cauza legăturilor interne mai lungi.

Un nou tip de capsulă o au circuitele WIDEBUS™ lansate de Texas Instruments (FOR98), prevăzută cu mai mulți pini de masă și alimentare intercalați cu pinii de semnal. Acest tip de capsulă are caracteristici de zgomot superioare.

Viteza de variație a fronturilor poate fi controlată prin comutarea pe rând a mai multor tranzistori finali din poartă, conectați în paralel. Acest procedeu numit de TI "Output Edge Control" asigură un consum de curent din tranzistorii finali independent de sarcină. Ca efecte secundare se poate aminti scăderea zgomotului generat prin pinii de la capsulă și traseele de semnal.

### 3.3. Realizarea compatibilității electromagnetice în transmisii digitale

În general, la semnalele analogice măsurile antiperturbative sunt îndreptate atât spre atribuirea unor calități semnalului util care să îl facă mai puțin vulnerabil la agresiunea perturbațiilor cât și spre ridicarea imunității la perturbații a canalului de transmisie. Suportul semnalului util poate fi modificat spre forme mai puțin sensibile la perturbații cum ar fi transmisia prin cablu optic. Câteva măsuri antiperturbative evidente sunt:

- conversia analog numerică și transmisii digitale;
- transmisia în curent;
- realizarea transmisiei după conversia semnalului din tensiune în frecvență;
- mărirea nivelului de tensiune sau a puterii semnalului util;
- transmisia semnalului util modulată cu o frecvență purtătoare filtrabilă la recepție.

Transmisii digitale de date pot fi paralele (pentru distanțe mici) sau seriale. Problemele EMC pot fi clasificate:

- pentru transmisii paralele între module sau între echipamente apropiate, se fac la nivelele tensiunii de alimentare de lucru (TTL);
- pentru transmisii seriale, la alte nivele de tensiune sau în buclă de curent;
- pentru transmisii seriale în medii puternic perturbate prin transmisie în infraroșu prin aer sau prin cablu optic.

Teoria liniilor de transmisie se aplică dacă timpul de creștere al semnalului este mai mic decât dublul timpului de propagare. De exemplu la un cablu torsadat  $\tau=5\text{ns/m}$ ,  $t_r=2\text{ns}$ ,  $L=2/2 \times 5=0,2\text{m}$ , iar la o linie de magistrală  $\tau=20\text{ns/m}$ ,  $t_r=2\text{ns}$ ,  $L=2/2 \times 20=0,05\text{m}$ .

#### Transmisii paralele

Transmisii paralele se întâlnesc în special la magistrale (distanțe mici, debite mari), dar sunt și interfețe paralele (punct cu punct, exemplu CENTRONICS sau multipunct, exemplu SCSI) pentru distanțe mai mari și debite mai mici.

Transmisii paralele pot fi CMOS sau TTL. Pentru legarea semnalelor la liniile de transmisie se folosesc circuite driver, așa cum sunt de exemplu 74HCxxx sau 74AHCxxx pentru CMOS și 74ABTxxx pentru TTL. Aceste circuite se pot folosi fără terminator de linie pentru că au o impedanță apropiată de impedanța caracteristică a liniei, dar se pot folosi cu o diodă pentru eliminarea vârfurilor negative sau/ și cu un divizor rezistiv ( $180\Omega$ ,  $220\Omega$  la masă) (figura 3.28). Circuitele driver se pot conecta la un capăt al magistralei sau în mijloc. În figura 3.28 se arată o cuplare la mijloc:

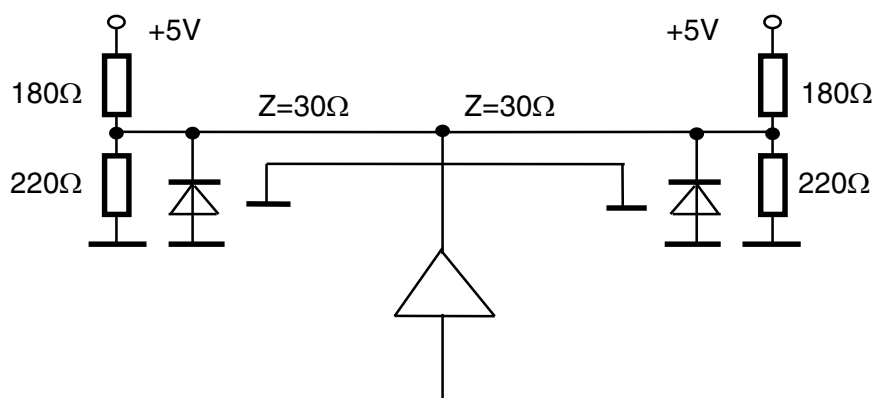


Figura 3.28

Se vede că circuitul driver din figura 3.28 are ca sarcină 2 linii de  $30\Omega$  în paralel, ceea ce este o sarcină mare. Este posibil ca circuitul să nu poată asigura nivelele logice corecte. La familia IWS (Incident Wave Switching) de exemplu SN74ABT25xxx este asigurată o impedanță de ieșire

de sub  $2\Omega$  și curenți  $I_{OH} = -80\text{mA}$ ,  $I_{OL} = 188\text{mA}$ , ceea ce asigură nivelele corecte și în cazul figurii 3.28.

Unele magistrale moderne, cum ar fi noua magistrală VME64 trebuie să permită cuplarea subansamblelor pe magistrală în timpul funcționării. Capacitățile care apar la fiecare pin în momentul conectării modifică nivelele logice. Familia ETL (Enhanced Transceiver Logic), de exemplu SN74ABTExxxx remediază acest inconvenient, asigurând un potențial determinat și o capacitate fixă fiecărui pin neconectat.

O altă soluție pentru transmisia pe linii lungi este folosirea circuitelor driver cu colectorul în gol, de exemplu SN74BCTxxx. Această soluție nu asigură viteze mari de transfer.

Pentru transmisii la distanțe mari (de exemplu CENTRONICS), liniile de date pot fi prevăzute cu filtre. Cu filtrul B845517 de la Siemens (figura 3.29) se pot realiza atât configurații de filtrare pentru transmisii față de masă, cât și transmisii diferențiale.

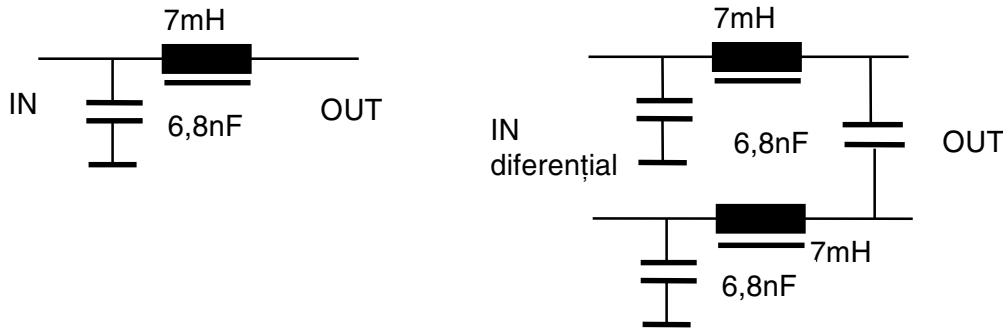


Figura 3.29

Prin analogie cu transmisia diferențială analogică, o transmisie diferențială digitală se realizează pe 2 linii față de masă, semnalele pe cele două linii fiind logic opuse. Recepția se realizează cu un circuit (de exemplu SN75107) care include în configurație un SAU EXCLUSIV, fiind astfel insensibil la perturbații simultane de forma 0 logic sau 1 logic pe ambele intrări, și care reacționează doar la schimbarea simultană și în sensuri contrare a stării ambelor intrări.

Pentru a evita erorile de transmisie citirea datelor se face la un moment determinat, când datele sunt stabile, cu ajutorul unui impuls de STROB, (la CENTRONICS de exemplu), figura 3.30:

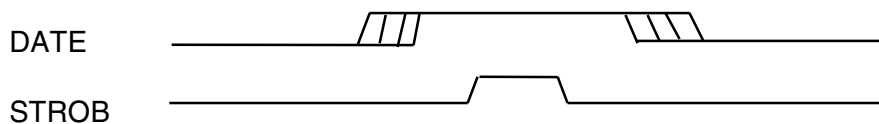


Figura 3.30

La transmisia semnalelor se iau măsurile generale de EMC, cum ar fi torsadare, ecranare etc. În (BUS93) se arată că a fost testată emisia perturbatoare a cablurilor CENTRONICS și că aceasta depășea cu mult valorile admisibile (o diferență de 30dB în gama 40-300MHz). Cauza era contactul între ecran și pinul conectorului. Problema s-a rezolvat punând un inel de cupru în jurul ecranului și conectând inelul la conector.

### Transmisii seriale

Există o mare diversitate a transmisiilor seriale. O clasificare împarte transmisiile seriale în:

- transmisii pe un fir față de masă (nesimetrice);
- transmisii diferențiale.

O altă clasificare este:

- transmisii punct cu punct, în care se leagă 2 echipamente;
- transmisii multipunct, în care se pot lega mai multe echipamente.

Electronics Industry Association (EIA) a standardizat transmisiile seriale cu literele RS. Mai nou EIA și TIA (Telecommunications Industry Association) numesc standardele cu literele EIA sau TIA pentru a identifica și autorul standardelor (\*INT94).

1.TIA/EIA-232-E (revizia a 5-a, RS232) (EGG91) este o transmisie pe un fir, punct cu punct, figura 3.31:

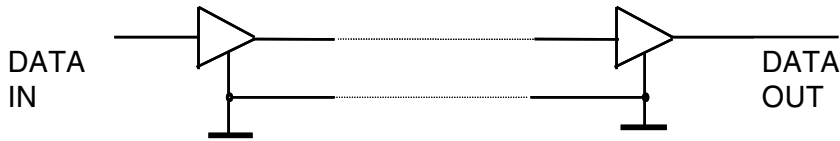


Figura 31

Transmisia se face la alte nivele de tensiune, ceea ce mărește ecartul de siguranță (marginea de imunitate). Se pot face transferuri cu maximum 100kbps la distanțe de ordinul 20m.

Câteva amănunte despre modul de conectare a circuitelor de interfață serială sunt date în (OGR97b).

2.TIA/EIA-423-A (prima revizie, RS423) este o transmisie pe un fir, punct cu punct, figura 3.32:



Figura 3.32

La recepție este nevoie de un circuit cu impedanță mare de intrare, care realizează o recepție diferențială. Rata de transfer maximă este de 100kbps (10m) și 1kbps (1300m). Nivelele logice sunt 1 logic între 4V și 6V, iar 0 logic între -4V și -6V.

3.TIA/EIA-422-A (RS422) este o transmisie diferențială cu partajarea liniei, deci se poate conecta un emițător și mai multe receptoare (figura 3.33):

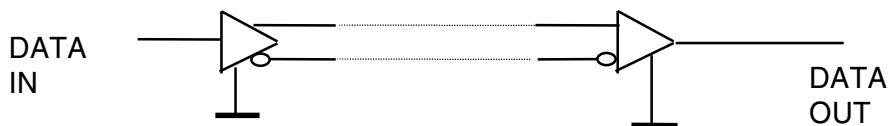


Figura 3.33

Rata de transfer poate ajunge la 10Mbps (la 15m) și 100kbps (1200m). La linie se pot conecta maximum 10 receptoare. Nivelele de tensiune pe linie sunt între 2V și 6V, respectiv -2V și -6V.

4.TIA/EIA-485 (RS485) este o transmisie diferențială multipunct care admite maximum 32 de emițătoare și 32 de receptoare pe o linie (figura 3.34):

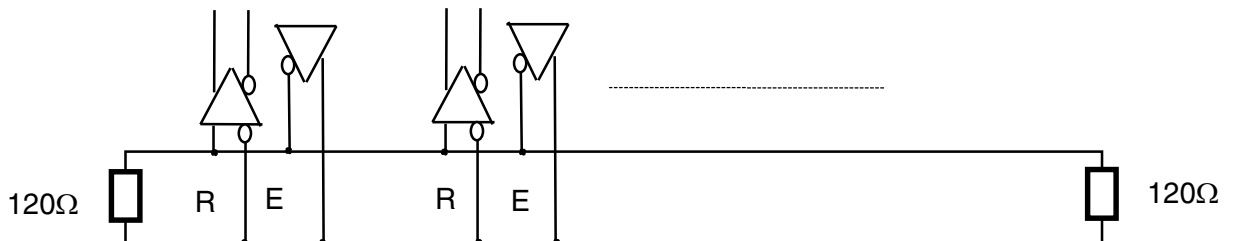


Figura 3.34

Circuitele emițător (driver) și receptor au posibilitatea de TRI STATE. Rata de transfer maximă este de 10Mbps și distanța maximă este de 1200m.

5. Transmisie LVDS (Low Voltage Differential Signaling) (standard IEEE P1596.3), permite rate mari de transfer (frecvențe de comutație de max. 65MHz) și putere disipată foarte mică. Circuitele LVDS admit la intrare nivele TTL sau CMOS și fac o translație în nivele de joasă tensiune (330mV), diferențiale. Circuitele permit TRI STATE pentru transmisii multipunct.

6. Transmisia serială în buclă de curent TTY asigură o rată de transfer de maximum 19200bps la o distanță de maximum 500m (DIN66258), figura 3.35:

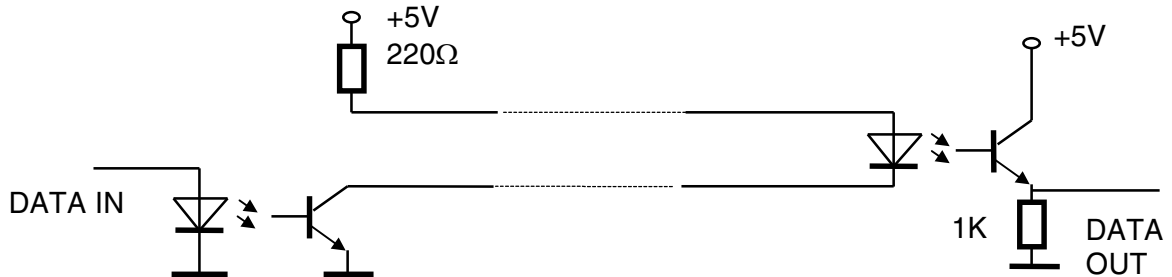


Figura 3.35

Cu o buclă de curent nivelele de tensiune sunt convertite în curenți într-o buclă închisă. Circuitele au în acest caz o impedanță mică, ceea ce este favorabil din punct de vedere EMC. De asemenea este favorabilă izolarea galvanică între sisteme prin intermediul optocuploarelor. Distanța este limitată de rezistența firelor buclei de curent. Varianta din figura 35 se numește cu emițător activ deoarece alimentarea liniei se face de la emițător. Pot exista variante cu alimentare de la receptor. Protocolul de transmisie TTY este ca și cel RS232. Acest mod de transfer este punct cu punct.

7. USB (Universal Serial Bus) a fost realizată de INTEL și MICROSOFT în 1995 și a fost adoptat de Compaq, DEC, IBM, NEC. Toate plăcile de bază începând cu cele de 486 și PENTIUM sunt echipate cu această interfață. USB este o interfață multipunct.

### Transmisii optice

În medii puternic perturbate se folosesc transmisii optice, prin cablu optic sau în infraroșu prin aer. Aceste transmisii nu radiază energie electromagnetică și nu pot fi perturbate.

1. Transceiver optic pentru RS232, figura 3.36:

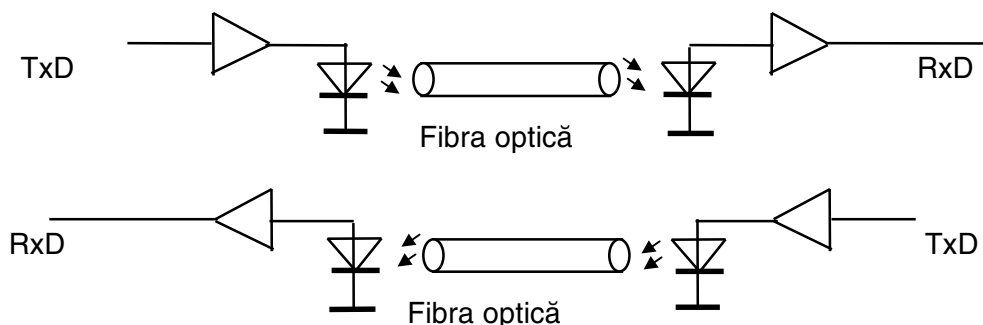


Figura 3.36

Acest tip de transceiver se găsește sub forma unui modul care se conectează la interfața RS232 a unui calculator și se conectează prin cablu optic la un alt transceiver cuplat la un alt calculator.

2. Standardul IrDA (Infrared Data Association) este un standard pentru transferul datelor serial asincron în infraroșu (lungime de undă de cca. 900nm) prin aer. Sistemele legate prin IrDA trebuie să aibă vizibilitate directă și o distanță între ele de ordinul metrilor la un unghi de maximum

15 grade. Protocolul de transmisie este un protocol asincron (ca și RS232), halfduplex în care codificarea datelor se face cu RZI (Return to Zero). În această codificare se atașează unui bit de 1 unul sau mai multe impulsuri scurte ( $1,6\mu\text{s}$ ) funcție de durata bitului, iar unui bit de 0 nu i se atașează nici un impuls. Viteza maximă de transfer este 1152kbps. Schema bloc a transmisiei IrDA, figura 3.37:

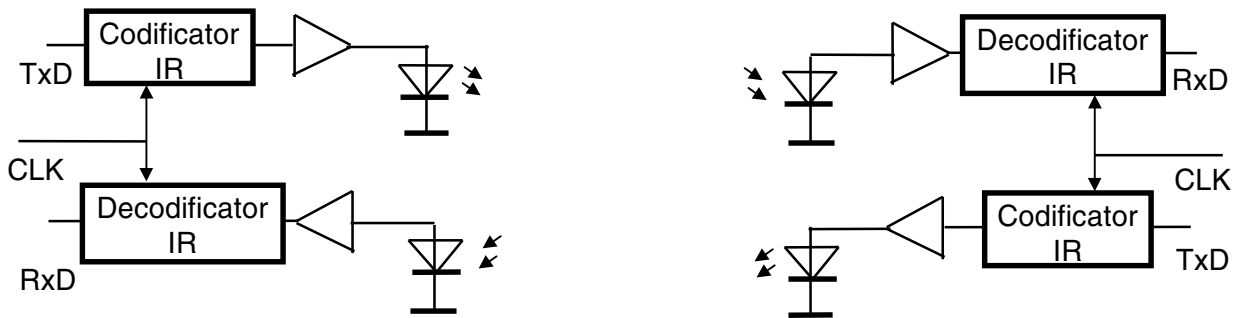


Figura 3.37

Circuitele moderne de I/O dispun de pini pentru comanda IrDA a elementului emisiv. O interfață IrDA este realizabilă constructiv în 2 variante:

-pe plăcile de bază moderne, începând cu PENTIUM există un conector IrDA la care se poate lega direct elementul emisiv;

-se construiesc plăci de interfață pe ISA sau PCI care conțin toate circuitele din figura 3.37.

Varianta a doua este preferată, chiar dacă este mai scumpă. Toate Notebook-urile dispun de interfață IrDA. Acest tip de interfață este importantă și în medii puternic poluate electromagnetic, cum sunt centralele nucleare. Se construiesc sisteme PC AT în care toate interfețele sunt realizate cu transfer în infraroșu (cu tastatura, cu imprimanta, cu mouse-ul, cu hard discul etc.

### Exemplu: schema EMC a unui calculator compatibil PC AT

Schema simplificată cu măsurile de EMC pentru transferuri de date la un calculator compatibil PC AT este dată în figura 3.38.

1. Cablu ecranat pentru transmisia datelor de la tastatură pe 4 linii- tact, date, +5V, masă. Liniile nu sunt transmise cu retur propriu. Masa este transmisă prin fir distinct, iar ecranul este legat la masă pe placa de bază.

2. Împământare obligatorie.

3. Cablu de legătură cu MOUSE-ul, neecranat, netorsadat, prin transmisie V24 (nivele +/-12V, margine de zgomot 9V).

4. Cablu de legătură cu monitorul, ecranat, cu fire torsadate cu retur propriu.

5. Cablu de legătură pentru interfața de rețea, coaxial, 50Ω, transmisie izolată galvanic.

6. Cablu de legătură pentru RS232 (nivele +/-12V, margine de zgomot 9V).

7. Carcasa sursei la carcasa calculatorului prin 4-6 șuruburi.

8. Carcasa metalică, legată la împământare.

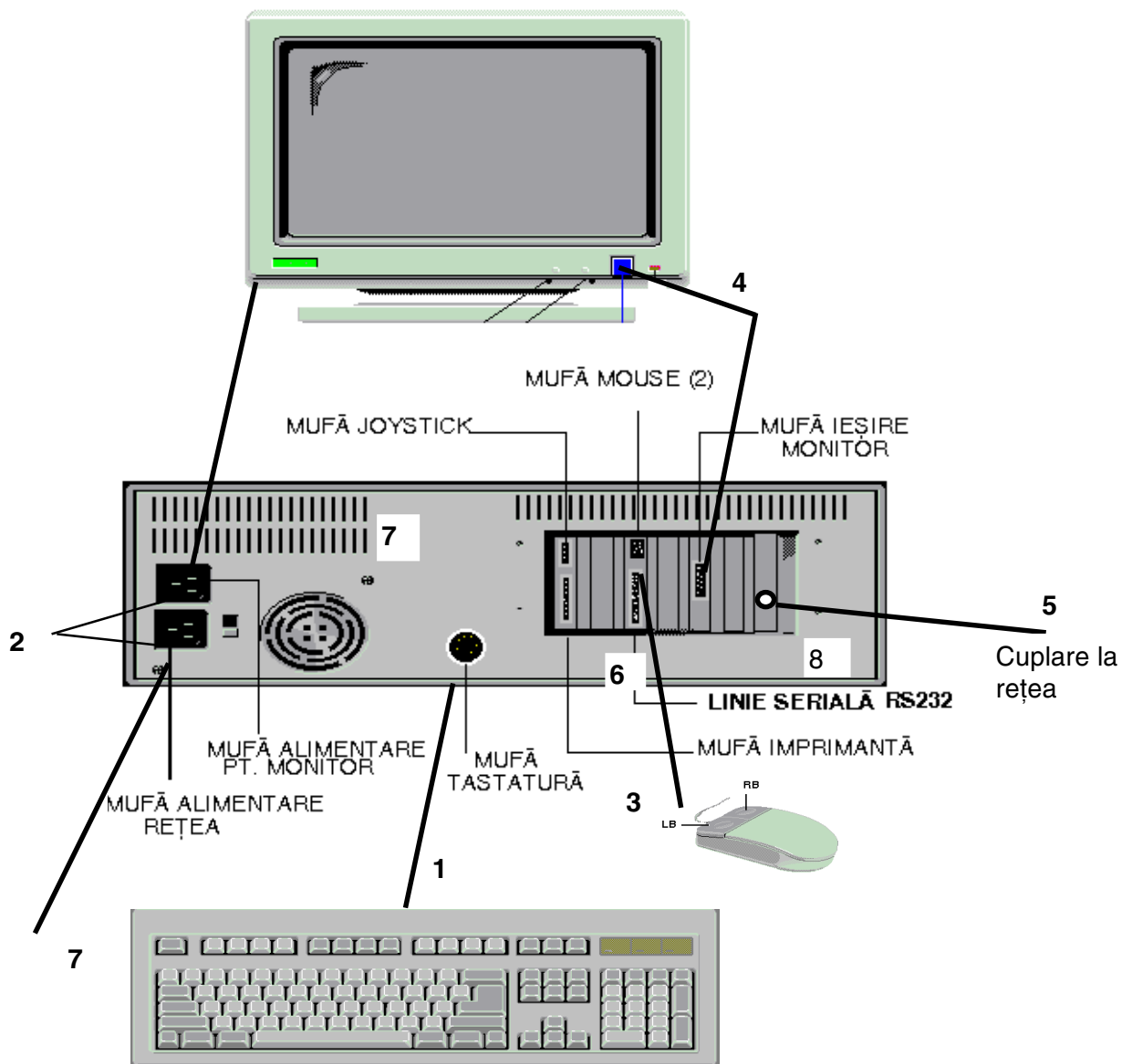


Figura 3.38

## 4. Perturbații conduse prin rețeaua industrială de curent alternativ

Cea mai însemnată parte din perturbațiile electromagnetice care se manifestă în mediul industrial este produsă de regimurile tranzitorii ale echipamentelor și instalațiilor electrice de acționare precum și de variațiile amplitudinii și frecvenței tensiunii de alimentare peste limitele admise, perturbații care se propagă prin conducție (rețeaua de alimentare).

**Cauzele** principale ale unor astfel de perturbații sunt în general următoarele: (SOT89)

- comutările instalațiilor de forță
- reconfigurările din mers ale unor subsisteme energetice
- schimbarea în regim de lucru a prizelor transformatoarelor
- funcționarea cu șocuri de sarcină a motoarelor electrice de acționare de putere medie și mare
- șocurile de curent specifice arcurilor electrice (instalații de sudură, cuptoare cu arc electric, etc.)
- comutările on- off ale sarcinilor inductive și capacitive importante (cum sunt de exemplu instalațiile mixte de filtrare- compensare)
- scurtcircuitele accidentale
- supratensiuni datorate descărcărilor electrice atmosferice
- variațiile rapide ale amplitudinii și frecvenței tensiunii de alimentare peste limitele admise de constructorii echipamentelor de calcul ca urmare a supraîncărcării rețelei, comutării instalațiilor energetice, scurtcircuite, etc.

În rețea impulsurile ating în mod curent amplitudini de 2500V, și maxim 20000V. Se apreciază (SAN85) că 90% din perturbările în funcționarea calculatoarelor se datorează evenimentelor din rețea. Această constatare justifică tratarea separată a perturbațiilor conduse prin rețea.

Perturbațiile conduse prin rețeaua de alimentare pot fi clasificate în mai multe feluri. O clasificare ar putea fi următoarea (EVE80):

- a. fluctuații rapide de amplitudine a tensiunii (vârfuri de tensiune suprapuse);
- b. fluctuații lente de amplitudine a tensiunii;
- c. microdefecte în forma tensiunii și căderi de tensiune cu revenire;
- d. distorsiuni armonice;
- e. variații de frecvență ale tensiunii;
- f. parazitarea nulului și împământării.

O altă clasificare (SAN90):

- a. dispariții complete ale tensiunii pe una sau mai multe semialternanțe;
- b. depresiuni sau supracreșteri ale nivelului tensiunii de rețea în cadrul semialternanței;
- c. fluctuații și efecte de tip flicker (pâlpâiri pe frecvențe joase);
- d. impulsuri transiente singulare;
- e. impulsuri parazite oscilante;
- f. salve de impulsuri parazite;
- g. modificări ale frecvenței și fazei;
- h. armonici superioare;
- i. nesimetrii ale tensiunii;
- j. componente de curent continuu.

Repartiția procentuală a evenimentelor din rețea este:

- oscilații, tranziții căzătoare (15% din nivel)- 49%;
- vârfuri de tensiune (25% din nivel)- 39,5%;
- fluctuații de tensiune (10% din nivel)- 11%;
- pierderea pasageră a întregii tensiuni- 0,5%.

Se consideră că una dintre cele mai frecvente situații perturbatoare este generată de disparițiile tranzitorii sau de atenuările pasagere drastice ale tensiunii de rețea (ex. urmare a intrării în acțiune a sarcinilor grele sau a scurtcircuitelor). În (SAN90) se citează date statistice cu factorii care perturbă și procentul de afectare a funcționării:

- 25% perturbații de frecvență mare, inclusiv componente spectrale ale impulsurilor;
- 5% impulsuri transiente;
- 55% scăderea nivelului tensiunii de alimentare mai mult de 10%;
- 15% dispariții pasagere ale tensiunii de alimentare.

Se poate estima că scăderea nivelului tensiunii de alimentare și disparițiile pasagere scot un calculator din funcțiune în medie de circa 62 de ori pe an (SAN90). Efectele produse de perturbații asupra calculatoarelor:

- impulsuri tranzitorii- defectări, pierderi de informații, erori, ieșiri în HALT, intrări în bucle infinite;
- variații ale tensiunii de rețea- erori, pierderi de informații, ieșiri în HALT;
- dispariții pasagere ale tensiunii- executare RESET, ieșirea din funcționare, pierderi de informații, erori;
- variații de frecvență- erori în periferice, funcționarea incorectă a display-urilor, sincronizări defectuoase (pe măsura modernizării echipamentelor, aceste evenimente au o importanță din ce în ce mai redusă).

### **Tipuri de perturbații în rețea (SOT89), (EVE80)**

Pe plan internațional aceste perturbații sunt normate de standardul CENELEC EN50006, care prevede atât variația maximă a amplitudinii cât și frecvența fluctuațiilor din rețea, precum și componența în armonici admisă pentru tensiunea rețelei.

Fluctuațiile rapide de amplitudine se împart în:

- vârfuri de tensiune suprapuse peste tensiunea rețelei- care au efectul cel mai puternic când sunt centrate pe vârful sinusoidei;
- scăderea amplitudinii unei semialternanțe, cea pozitivă sau cea negativă;
- scăderea simetrică a ambelor semialternanțe.

De regulă, variațiile lente ale amplitudinii datorate diferențelor de consum în timp sunt mai puțin perturbante decât variațiile rapide. Cu toate acestea fluctuațiile lente pot deveni perturbante dacă se depășește limita garantată de fabricantul de echipament de calcul pentru amplitudinea tensiunii rețelei.

Căderile bruște de tensiune cu revenire (voltage dips) sunt căderi la zero pentru un anumit interval de timp a tensiunii rețelei, cu o anumită periodicitate. Durata acestor căderi de tensiune este mai mare decât o semialternanță. În general aceste defecte se datorează instalațiilor electrice de construcție asimetrică, precum și scurtcircuitelor în rețea.

Microdefectele (microîntreruperile) sunt întreruperi ale tensiunii pe intervale mai mici decât o semiperioadă, fiind datorate în general comutărilor, atât la generarea tensiunii cât și la consumatorii cu mutatoare. Microdefectele și căderile de tensiune pot fi considerate din punctul de vedere al analizei lor ca un caz particular al fluctuației de amplitudine între valoarea nominală și zero.

Distorsiunile armonice sunt cauzate de circuite în comutație cu tiristoare și triaci, și de punți redresoare. Conținutul în armonici depinde de puterea comutată, de unghiul de comandă și de modul

simetric sau asimetric de comandă (triac sau tiristor). Standardele dau o listă cu conținutul de armonici permis.

De exemplu, în tabelul 4.1 este dat conținutul permis de armonici:

Tabelul 4.1

EN50006		CEI 1000-2-2		
Nr. armonică	Conținut permis	Nr. armonică	Conținut permis	Contribuția maximă a unei singure surse
2	0.20%(control simetric) 0.30%(asimetric)	2	2%	0.3%
3	0.85%	3	5%	0.85%
4	0.20%	5	6%	0.65%
5	0.65%	7	5%	0.6%
6	0.20%	9	1.5%	0.4%
7	0.60%	11	3%	0.4%
8	0.20%	13	3%	0.3%
9	0.40%	17	2%	0.25%
10	0.20%	4-40	0.2-1%	<0.2%
11	0.40%			
12	0.20%			
13	0.30%			
14	0.20%			
15	0.25%			
16...39	0.25%			
40	0.20%			

De exemplu, la un letcon cu variator electronic de putere cu tiristor, la o sarcină de 200 ohmi, unghi de comandă de 60 grade, la comutație apare un impuls cu amplitudinea de cca. 20V, generând armonici care nu se încadrează în standardul CENELEC. Cu toate acestea acest letcon poate funcționa la noi în țară, el nedepășind valorile permise de poluare electromagnetică.

Variațiile de frecvență ale tensiunii sunt evenimente mai rare, cu pondere mai mică în perturbarea sistemelor de calcul. Principial aceste variații de frecvență nu pot apărea, frecvența rețelei fiind dată doar de caracteristicile generatorului. La o încărcare excesivă a generatorului, peste limita admisă, pot apărea și astfel de scăderi ale frecvenței cu mai mult de 1 Hz. Aceste variații de frecvență perturbau puternic echipamentele de calcul care aveau în configurație unități de disc flexibil de 8", cu motor sincron alimentat direct de la rețea, unități de bandă magnetică și de disc de masă. Evoluția tehnicii de calcul către sistemele personale, care au unități de disc flexibil cu motor de curent continuu, de asemenea unitatea de disc hard cu motor de curent continuu a lărgit gama de frecvențe de lucru, astfel încât practic variațiile de frecvență nu mai perturbă sistemul de calcul. Standardul CENELEC nu conține prevederi în acest sens.

## Generarea perturbațiilor

Pentru generarea perturbațiilor pe linia de alimentare se folosesc aparate speciale, așa cum este generatorul Schaffner, care poate simula întreruperi ale rețelei cu durate reglabile între 5ms și 500ms, la intervale repetabile de la 0,6s la 23 s. Se pot produce impulsuri de la 50V la 2,5kV, cu durata de 0,1 microsecunde. Unele din aceste simulatoare permit axarea impulsului perturbator pe nivelul maxim de tensiune (SAN85).

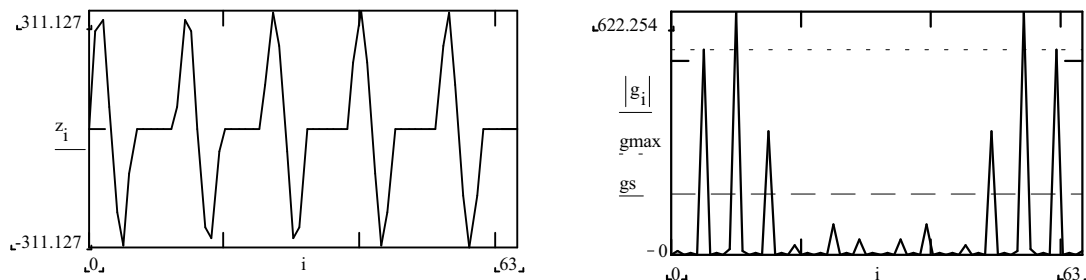
Cuplarea generatorului de perturbații se poate face inductiv sau capacitiv (SAN90). Problematika aceasta se va detalia în capitolul 5.

## Simularea în MATHCAD a unor semnale cu potențial perturbativ

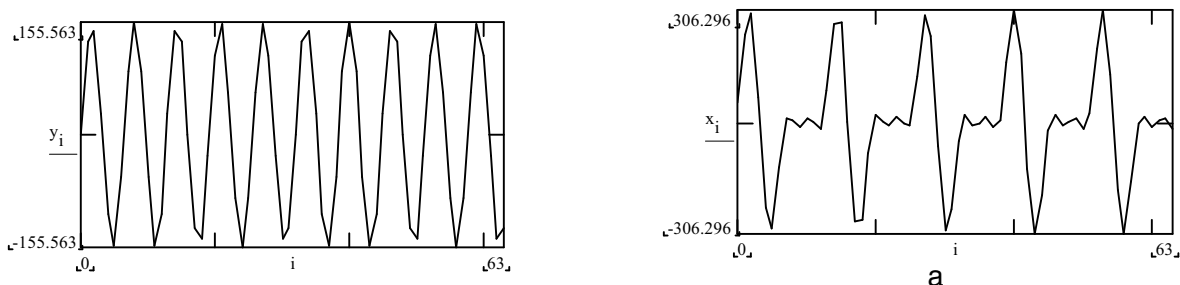
S-au simulat în mediul MATHCAD câteva semnale și s-a ridicat spectrul de frecvențe prin transformarea Fourier rapidă (FFT). Importanța acestor simulări este că modificând parametrii unor semnale perturbatoare se pot vedea modificările de spectru, și prin asta se pot face comparații între diferite semnale și capacitatea lor perturbativă.

Se simulează un semnal sinusoidal din care lipsesc porțiuni, repetitiv. Se generează în primul rând un semnal sinusoidal, după care se transformă în semnal dreptunghiular cu funcția specială  $\Phi$  a MATHCAD. Prin modificarea argumentului funcției  $\Phi$  se poate modifica factorul de umplere a semnalului dreptunghiular. Prin compunerea semnalului dreptunghiular cu un semnal sinusoidal de diferite frecvențe se pot obține diferite semnale sinusoidale cu porțiuni lipsă, atât porțiuni de alternanță cât și una sau mai multe alternanțe. În figura 4.1 se arată un semnal cu fiecare a doua alternanță lipsă și spectrul de frecvențe:

Figura 4.1



Semnalul se poate filtra cu un filtru trece jos, cu 2 frecvențe de tăiere, figurate în figura 4.1. Reconstituind semnalul se obțin semnalele din figura 4.2. Dacă se reconstituie după fundamentală, amplitudinea semnalului va fi mai mică (a), iar dacă se iau cele mai importante trei componente spectrale, forma semnalului obținut este departe de a fi sinusoidală (b).



b

a

Figura 4.2

Intrarea în funcțiune a unui consumator rezistiv important are ca efect scăderea bruscă a amplitudinii. S-a simulat acest eveniment prin reprezentarea cu o singură funcție a două segmente de sinusoidă. Evenimentul produce armonici superioare, cu amplitudini cu atât mai mari cu cât diferența de amplitudine între cele două sinusoidă este mai mare. În capitolul 5 se va demonstra analitic. În figura 4.3 a s-a reprezentat o alternanță la care semiperioada pozitivă și cea negativă au amplitudini diferite. În figura 4.3 b se observă că în spectrul de frecvență apar armonici superioare, de amplitudine mică (vizibile la altă scară în figura c):

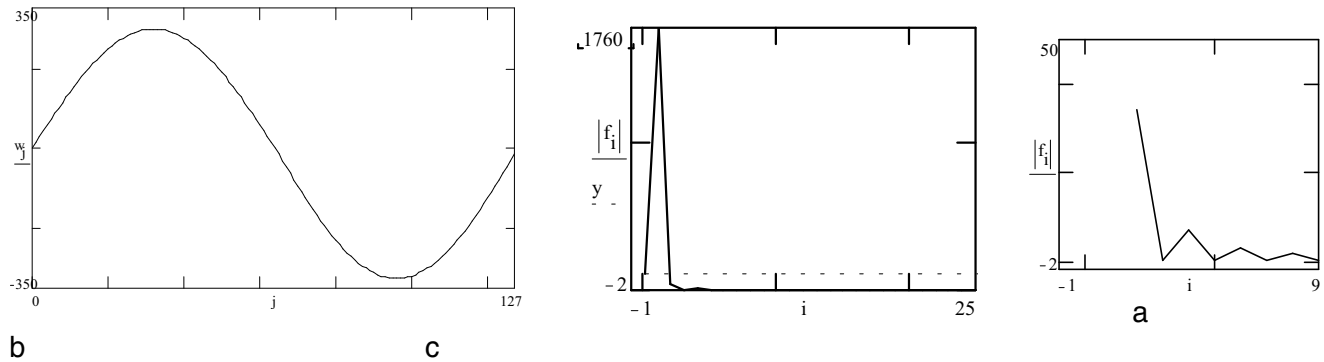


Figura 4.3

Intrarea în funcțiune a unor consumatori mari în rețea poate produce o modificare a frecvenței rețelei. Acest eveniment generează armonici, cu atât mai importante cu cât diferența de frecvențe este mai mare. La o diferență de la 50Hz la 47Hz armonicele sunt nesesizabile. La o diferență de frecvență mai mare, ca în figura 4 a apar armonici importante, ca în figura 4.4 b:

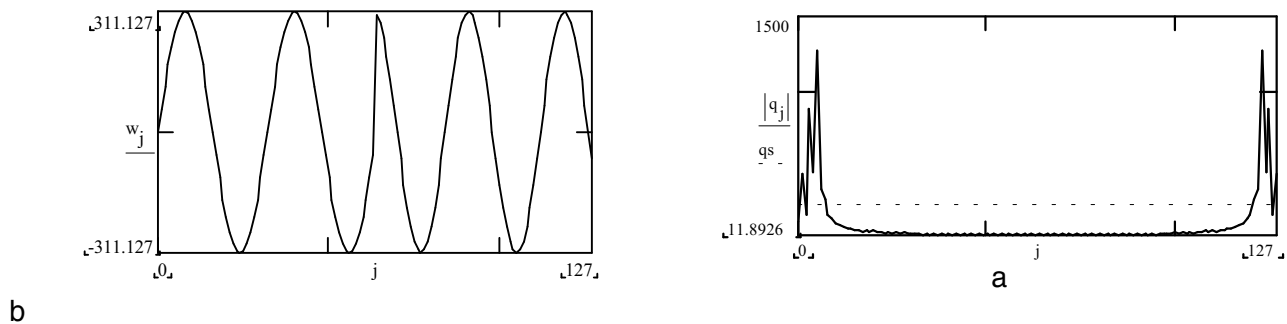
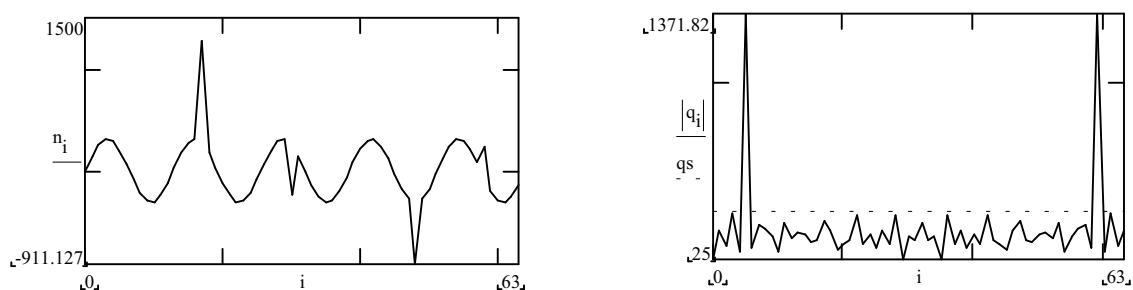


Figura 4.4

Suprapunerea unor impulsuri Dirac peste tensiunea rețelei (figura 4.5a) produce armonici superioare importante (figura 4.5b). Din această simulare reiese cu claritate că acest eveniment este cel mai bogat în armonici. Modificând poziția impulsului pe sinusoidă armonicele nu suferă modificări importante.



a

Figura 4.5

b

Prin filtrare se poate reconstitui semnalul inițial în cazul modificării amplitudinii, a frecvenței și în cazul impulsurilor suprapuse.

O altă perturbație simulată a fost prin suprapunerea unui zgomot aleator (figura 4.6a), având spectrul trasat în figura 4.6b și la altă scară în figura 4.6c:

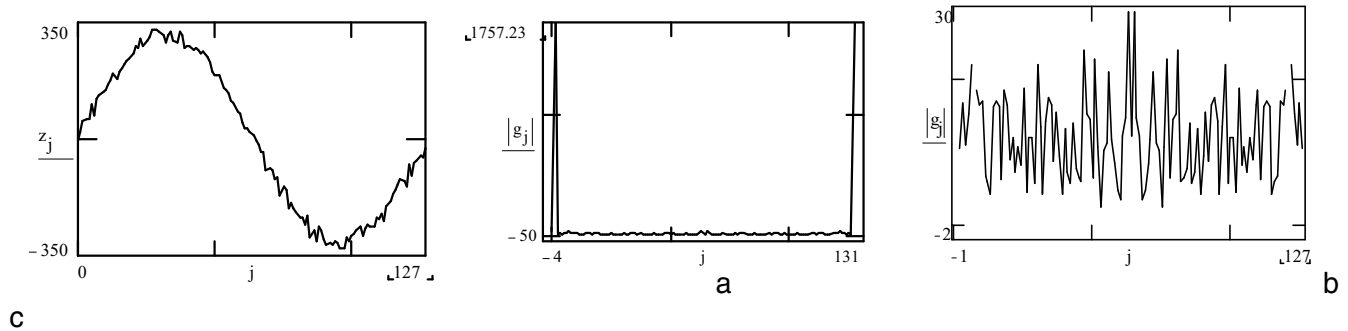


Figura 4.6

## 4.1. Măsurile de reducere a perturbațiilor din rețea

În funcție de durata perturbației în (SAN90), în tabelul 4.2 se face o clasificare a măsurilor antiperturbative astfel:

Tabelul 4.2

oscilații de înaltă frecvență, (>20KHz)	<i>filtre</i>
impulsuri transiente (supratensiuni) 0,1- 100 $\mu$ s	<i>filtre și limitatoare</i>
variații ale tensiunii de rețea +/-30%, cu durata de minute, ore	<i>transformatoare cu prize comutate automat</i>
variații ale tensiunii de rețea +/-10%, cu durata zeci ms, sute ms	<i>acumulare de energie pe condensatoare</i>
disparații ale tensiunii de rețea sau variații +/-10% cu durata secunde, minute	<i>sursa neîntreruptibilă</i>
disparații ale tensiunii de rețea, cu durata ore, zile	<i>grup motor generator</i>

În general măsurile antiperturbative sunt bidirecționale, adică se protejează echipamentul de perturbațiile conduse prin rețea, dar și rețeaua este protejată de eventualele perturbații generate de echipament.

### 4.1.1. Filtre de rețea

Rolul unui filtru de rețea este să micșoreze perturbațiile de la rețea spre receptor. Se pot folosi câteva structuri, funcție de mărimea impedanțelor din circuit, figura 4.7:

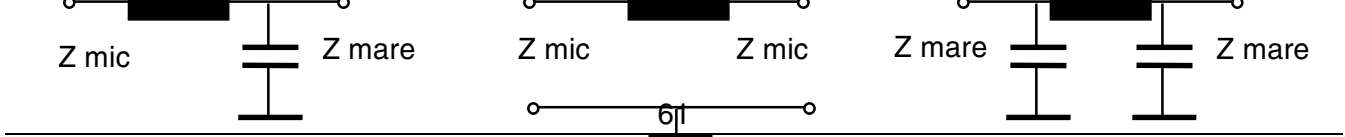


Figura 4.7

Pentru a se obține un filtru cu caracteristici perturbativ bidirecțional se poate folosi varianta a treia. Fie un filtru LC la intrarea căruia se însumează o tensiune utilă  $\underline{U}_u$  și una perturbatoare  $\underline{U}_p$ , figura 4.8:

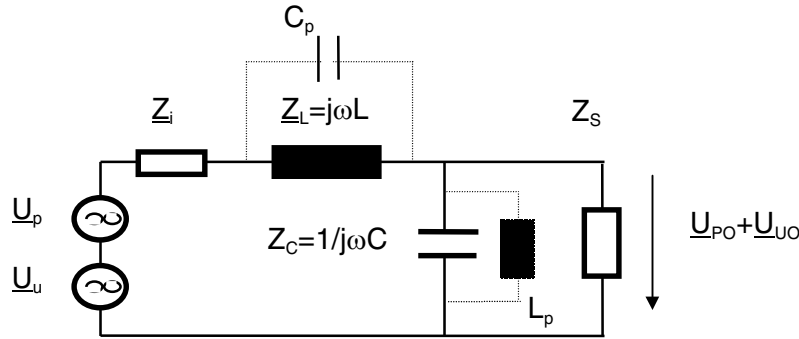


Figura 4.8

Atenuarea introdusă de filtru pentru tensiunea perturbatoare va fi:

$$a(\omega) = 20 \lg \frac{|U_p(\omega)|}{|U_{po}(\omega)|} = 20 \lg \frac{\left| \frac{Z_i + Z_L + \frac{Z_S \cdot Z_C}{Z_S + Z_C}}{Z_S + Z_C} \right|}{\left| \frac{Z_S Z_C}{Z_S + Z_C} \right|} \quad (4.1)$$

De obicei evaluarea și măsurarea se fac cu sarcină și sursă având impedanța de  $50\Omega$  ( $Z_S=50\Omega$ ,  $Z_i=50\Omega$ ) (amănunte vor fi date în capitolul 5).

Din cauza capacităților și inductivităților parazite ale unui filtru de rețea (figura 8 cu linie punctată apar  $C_p$  și  $L_p$ ), pot apare fenomene de rezonanță la anumite frecvențe superioare, de regulă foarte mari pentru că  $C_p$  și  $L_p$  sunt mici:

$$f_{R1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}} \quad f_{R2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C}}$$

Schema unor filtre de rețea (filtru SIEMENS și filtru cu miez toroidal) este dată în figura 4.9:

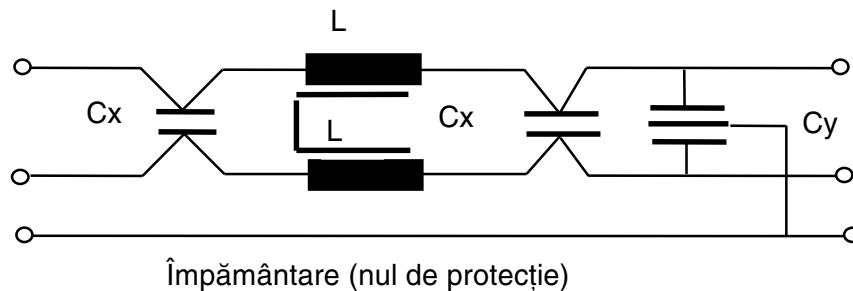


Figura 4.9

Condensatorii  $C_x$  au conexiunile direct la plăci pentru a minimiza inductivitățile parazite. Condensatorul  $C_y$  are un plan de separare la masă. Inductanțele  $L$  sunt parcurse de curenți în sensuri contrare pentru a se evita saturarea miezului. Menținerea nesaturată a miezului este importantă pentru a se putea filtra impulsuri de curent mare, suprapuse peste curentul absorbit de sarcină. La

filtrele de rețea este indicată forma toroidală a miezului, deoarece fluxul se menține în interiorul inelului și nu se radiază câmp electromagnetic în exterior.

Condensatorii  $C_x$  filtrează componentele de mod diferențial, iar condensatorii  $C_y$  componentele de mod comun.

Valori uzuale pentru componente (în general funcție de curentul absorbit de sarcină) sunt date în tabelul 4.3 (date la nivelul anului 1998):

Tabelul 4.3

Filtru SIEMENS	$L=12\text{mH}, C_x=1\mu\text{F}, C_y=10\text{nF}$
Filtru BELLING LEE	$L=700\mu\text{H}, C_x=15\text{nF}$
Filtru SCHAFFNER	$L=2\text{mH} (3\text{A}), 0,8\text{mH} (6\text{A}), C_y=2 \times 2,2\text{nF}, C_x=15\text{nF}$
Filtru TIMONTA	$C_x=47\text{nF}, L=10\text{mH}(1\text{A}), 4\text{mH}(2\text{A}), 1,5\text{mH}(4\text{A}), 0,2\text{mH}(10\text{A})$

Conectarea condensatoarelor  $C_y$  la împământare poate duce la perturbarea rețelei de la un potențial de împământare perturbat. Condensatorii nu se leagă la masa de referință. Conectarea în cascadă a filtrelor de rețea este favorabilă din punct de vedere EMC.

### Caracteristica de frecvență

În figura 4.10 se prezintă filtrul de rețea reactiv, de tipul unui diport în  $\Pi$  echilibrat (PAN98):

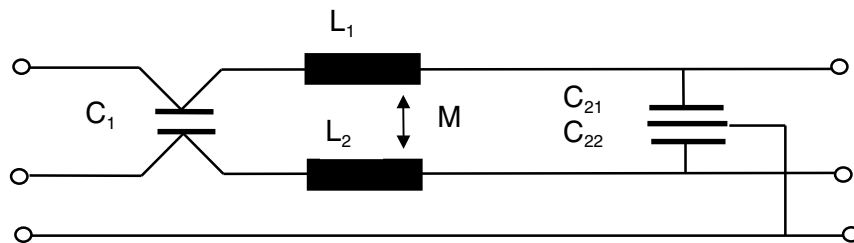


Figura 4.10

Pentru determinarea funcției de transfer se consideră capacitatea echivalentă  $C_2 = \frac{C_{21} \cdot C_{22}}{C_{21} + C_{22}}$  în loc de  $C_{21}$  și  $C_{22}$ , la bornele de ieșire se conectează rezistența de sarcină  $R_s$  iar  $R_s$  și  $C_2$  alcătuiesc impedanța de sarcină.

Funcția de transfer este:

$$H(j\omega) = \frac{\frac{R_s}{1 + j\omega C_2 R_s}}{\frac{R_s}{1 + j\omega C_2 R_s} + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)} \quad (4.2)$$

Dacă  $L_1 = L_2 = L$ ,  $M$  este inductanța mutuală iar  $k$  reprezintă coeficientul de cuplaj magnetic,

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

funcția de transfer se poate scrie:

$$H(j\omega) = \frac{R_s}{R_s - 2\omega^2 C_2 R_s L(1+k) + 2j\omega L(1+k)} \quad (4.3)$$

Frecvența de frângere a caracteristicii amplitudine-frecvență se determină din relația modulului funcției de transfer:

$$|H(j\omega)| = \frac{R_s}{\sqrt{[R_s - 2\omega^2 C_2 R_s L(1+k)]^2 + 4\omega^2 L^2(1+k)^2}} \quad (4.4)$$

Utilizând MATHCAD se poate arăta că termenul  $2\omega^2 C_2 R_s L(1+k)$  este mult mai mic decât  $R_s$ . Neglijând acest termen, pulsația de frângere (în radiani/secundă) va fi:

$$\omega_{-3dB} = \frac{R_s}{2L(1+k)} \quad (4.5)$$

Caracteristica de frecvență a fost ridicată ca urmare a unei simulări în SPICE, cu următoarele valori ale componentelor:  $R_s=484\Omega$ ,  $L=5\text{mH}$ ,  $C_2=5\text{nF}$ ,  $C_{21}=C_{22}=10\text{nF}$ ,  $k=0,99$  și este arătată în figura 4.11:

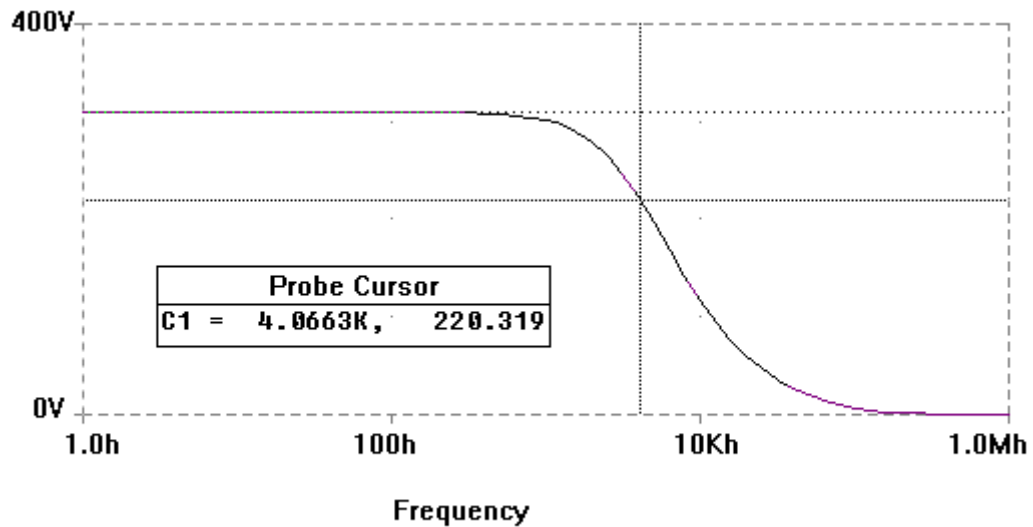


Figura 4.11

Semnalul perturbator (supratensiunea) poate avea o acțiune de tipul unui semnal de **mod diferențial** sau de **mod comun**, de aceea se studiază efectul ambelor tipuri de semnale perturbatoare. De asemenea este posibil ca la filtrul reactiv să se adauge un circuit de limitare a supratensiunilor care îmbunătățește rejecția perturbațiilor. În figura 4.12 se arată comportarea în timp a unui filtru la intrarea căruia se aplică un semnal sinusoidal cu o supratensiune suprapusă (a). La ieșirea filtrului se remarcă scăderea amplitudinii supratensiunii (b). Adăugarea unui circuit de limitare are efecte pozitive și amplitudinea scade drastic (c).

Filtrul a fost analizat experimental cu ajutorul unui sistem de măsurare automată IEEE488 (PAN98). Controlerul a fost un calculator PC486DX, echipat cu interfață HAMEG-HO 80 IEEE488-GPIB. Programul de comandă se poate scrie în BASIC, PASCAL sau C, beneficiind de bibliotecile de subrutine oferite de producător. În cazul acestei măsurări, se trimit valorile necesare de frecvență la generatorul HAMEG HM8131 care generează la ieșirea sa un semnal cu nivel constant ce se aplică filtrului. Nivelele tensiunii de la ieșirea filtrului se citesc de la multimetrul HEWLETT-PACKARD HP34401A. Datele de ieșire se grupează în perechi frecvență-tensiune de ieșire de c.a. (valoare efectivă sau vârf-la-vârf) sub forma unei matrici cu două coloane. Matricea obținută se poate citi cu ajutorul mediului MATHCAD în vederea trasării de caracteristici și calculării unor mărimi relevante (cum ar fi de exemplu frecvența la -3dB).

Datele achiziționate au fost procesate în MATHCAD, obținându-se caracteristica de frecvență din figura 4.13. Rezultatele experimentale confirmă rezultatele teoretice obținute prin simulare în PSPICE. Configurațiile de măsură sunt cele descrise în capitolul 5.

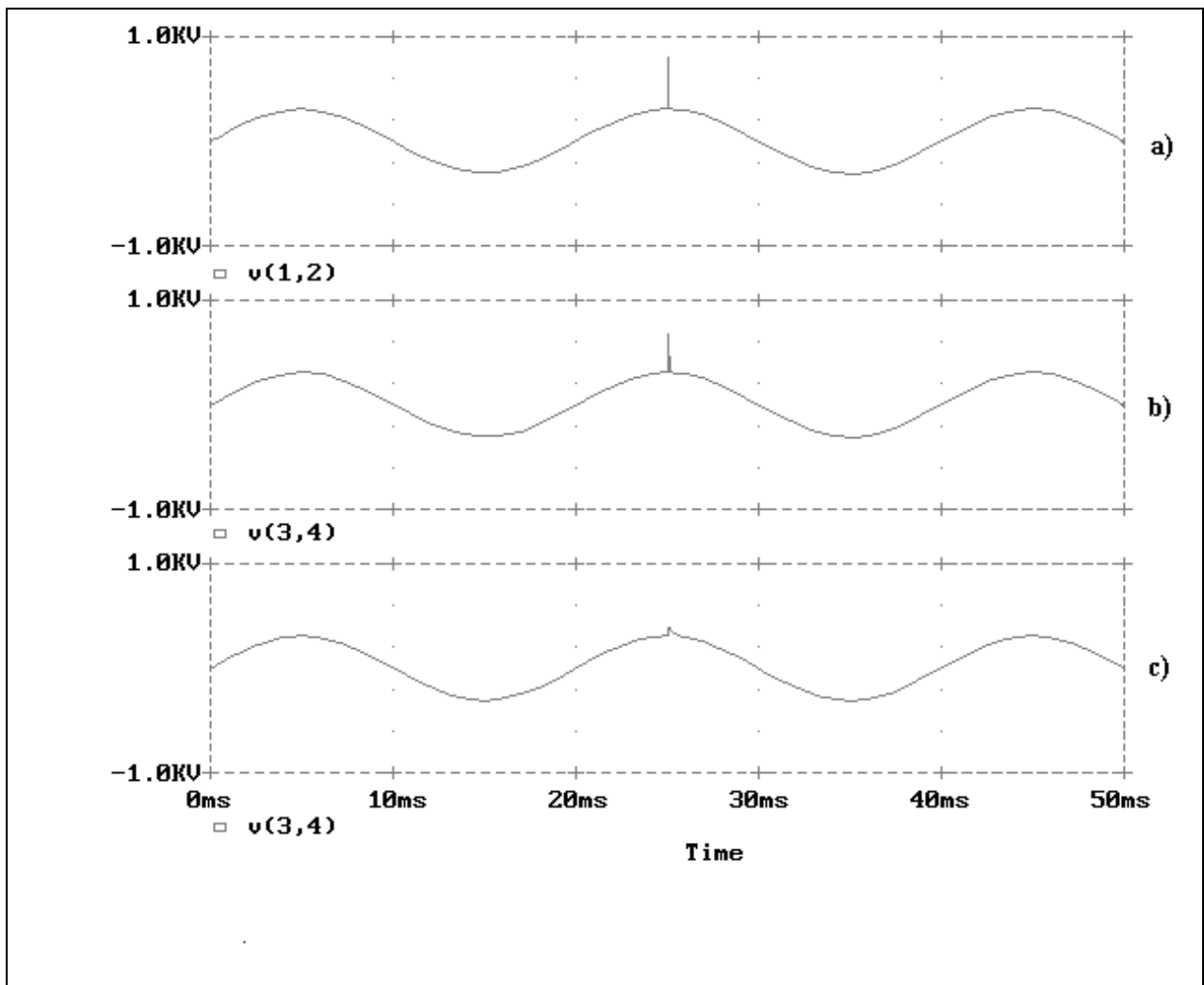


Figura 4.12

Figura 4.13

Sensul de înfășurare pe miezul toroidal are importanță pentru tipul de perturbație care va fi rejectată mai puternic, figura 4.14:

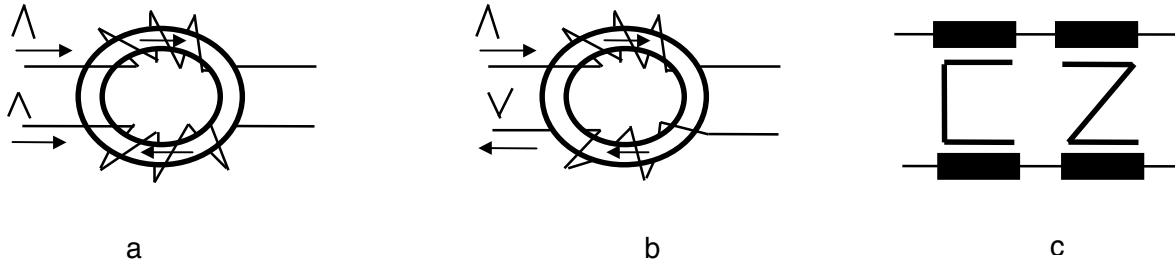


Figura 4.14

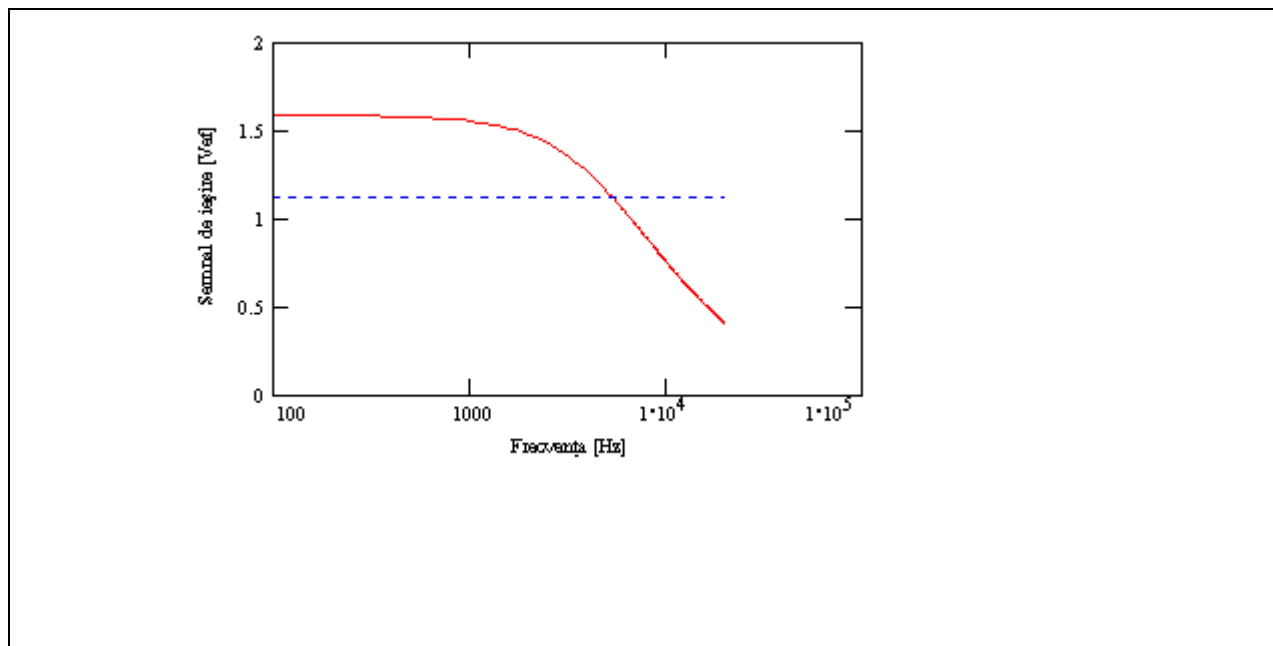
O perturbație de mod comun va determina apariția în miez a unor câmpuri magnetice de același sens și astfel filtrul va prezenta o inductivitate mare (a). Această configurație se numește cu curent compensat și este preferabilă deoarece curentul util absorbit de sarcină nu duce miezul către saturație. În figura 14 b perturbația de mod diferențial este cea mai bine filtrată. Unele firme produc filtre cu inductanțe pentru ambele componente, exemplu fiind configurația din (c), folosită în unele filtre SIEMENS.

#### 4.1.2. Elemente de limitare (Surge Arrester)

Elementele de limitare sunt elemente de circuit neliniare care taie vârfurile de tensiune. Filtrele echipate cu elemente de limitare se numesc și filtre cu absorbție deoarece convertesc energia perturbatoare în energie calorică. Un filtru de rețea obișnuit, fiind reactiv, returnează în rețea energia perturbației.

##### 1. Varistorul MOV (Metal Oxid Varistor)

Caracteristica tipică a unui varistor (Voltage Dependent Resistor) este dată în figura 4.15.



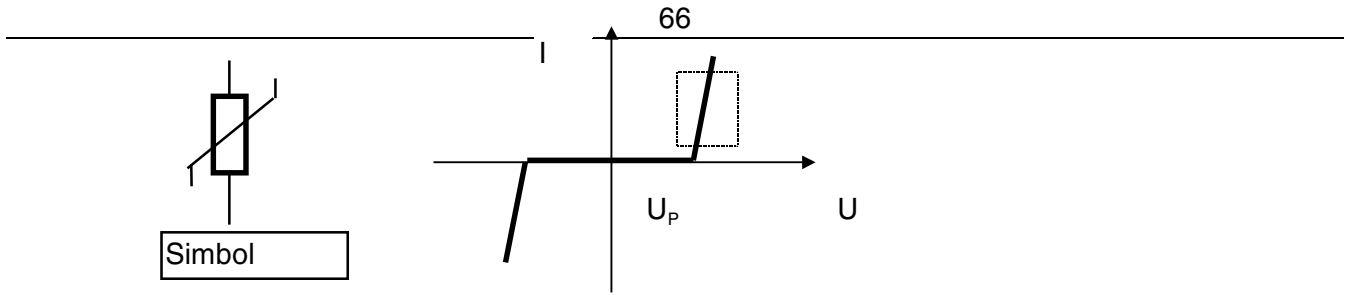


Figura 4.15

Pe porțiunea de caracteristică marcată cu linie punctată:

$$I = KU^\alpha;$$

$$R = \frac{U}{I} = \frac{1}{K}U^{1-\alpha} \quad (4.6)$$

Varistorul intră în acțiune în timpi de ordinul sute ns, și poate disipa doar cantități mici de energie (20-40J).

### 2. Trans Zorb (Transient Zener Absorber)

Este denumirea dată de General Semiconductor Industries la două diode Zener înseriate în sensuri contrare, figura 4.16:

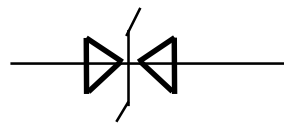


Figura 4.16

Din punct de vedere constructiv tranzorbul este o diodă de siliciu cu avalanșă, care poate să conducă un curent mare în perioada de străpungere. Tranzorbul este un element foarte rapid, răspunde în ns, dar poate disipa energii foarte mici- 1,5J.

Varistorul și tranzorbul limitează supratensiunile ca în figura 4.12 (simulările sunt în mare parte valabile).

### 3. Tub cu descărcare în gaze de tip ARRESTOR (Eclator)

La deschidere, tensiunea la borne se limitează la 30V (funcționarea este asemănătoare cu a diacului). Caracteristica tipică a arrestorului este dată în figura 4.17:

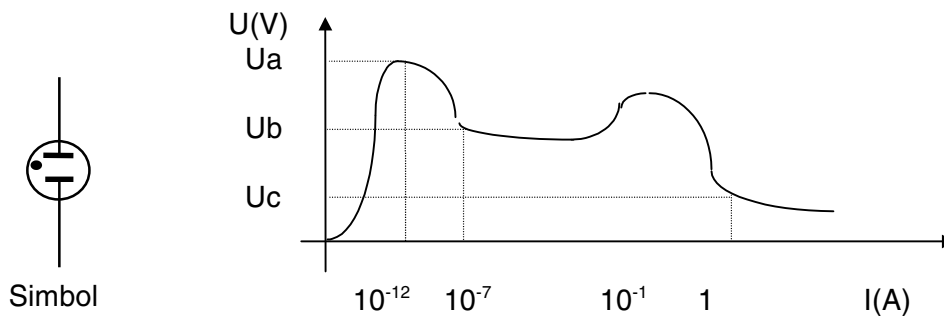
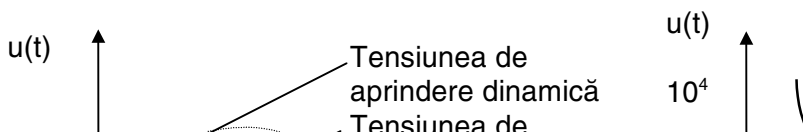


Figura 4.17

Ua este tensiunea de aprindere, Ub este tensiunea pe tubul aprins iar Uc tensiunea de apariție a arcului electric. Variația în timp a tensiunii este dată în figura 4.18 a cu punerea în evidență a diferenței între tensiunea de aprindere statică și cea dinamică. Graficul tensiune- timp (Voltage Time Curve) din figura 4.18 b arată că, la creșterea vitezei frontului este nevoie de o tensiune mai mare de deschidere, sau de un impuls mai larg.



Arrestorul răspunde în timpi de ordinul microsecundelor, dar poate disipa energii de ordinul sute de j. La aprindere se creează o depresiune în forma tensiunii, figura 4.18 a. Tubul arrestor este un element de limitare superior din punct de vedere al perturbațiilor retrimise în rețea (retrimite o mică parte din perturbația aplicată). În stare blocată are o capacitate mai mică de  $10\mu\text{F}$  și o rezistență mai mare de  $10^{10}\ \Omega$ .

### Filtru cu varistor, tranzorb și tub arrestor

Un sistem de protecție conține toate aceste elemente de limitare, cu pragurile de declanșare stabilite ca: primul să declanșeze Trans Zorbul, fiind cel mai rapid, apoi varistorul și apoi arrestorul. Fiecare, prin intrarea în acțiune dacă tensiunea continuă să crească, protejează elementul care a declanșat înaintea lui. O astfel de schemă este dată în figura 4.19:

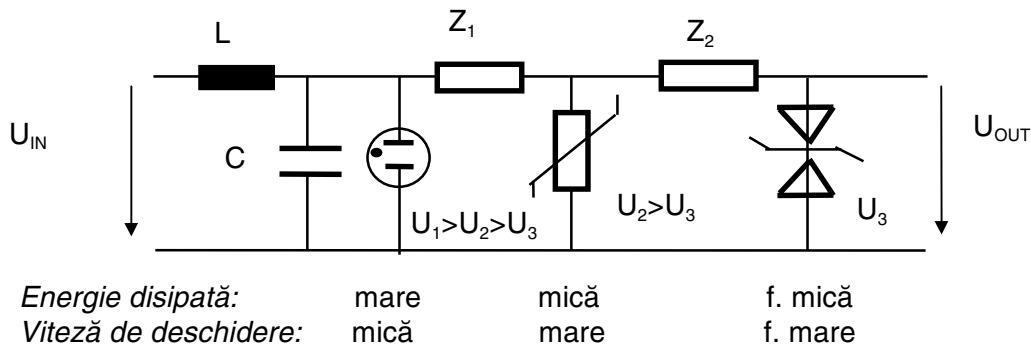
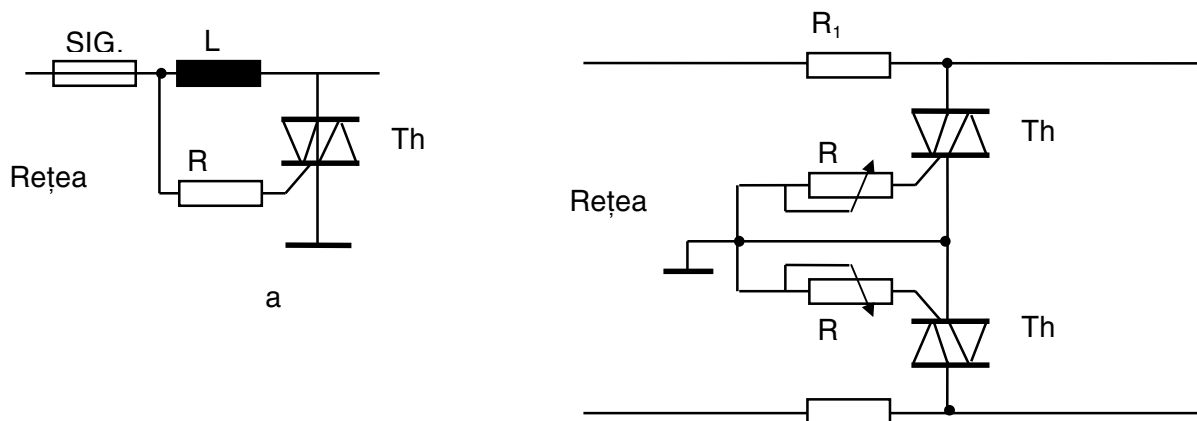


Figura 4.19

Elementele de limitare pot echipa și alte tipuri de filtre, cum ar fi:

- filtru cu limitare pentru antene de recepție;
- element de limitare pentru rețea Ethernet pe cablu coaxial, montat în cuplă BNC;
- element de limitare în cablurile de transfer serial RS232.

În lipsa unor componente specializate pentru limitare, se pot folosi diferite montaje. Două montaje simple cu triac se pot vedea în figura 4.20:



În figura 4.20 a, la apariția unei supratensiuni triacul intră în conducție și siguranța se arde. Inductanța  $L$  se pune pentru limitarea vitezei de creștere a tensiunii pe triac care ar putea produce amorsări parazite. În figura 4.20 b intrarea în conducție a unui triac se produce dacă variația tensiunii anodice este mare (la impulsuri parazite) sau la apariția unor impulsuri pe linia de împământare. Energia este disipată pe rezistențele  $R_1$  și triaci.

Limitarea supratensiunilor se poate face simplu la o punte redresoare prin înlocuirea a două diode cu diode Zener, ca în figura 4.21. Diodele Zener sunt folosite ca diode redresoare. Un impuls care depășește tensiunea de străpungere va fi micșorat.

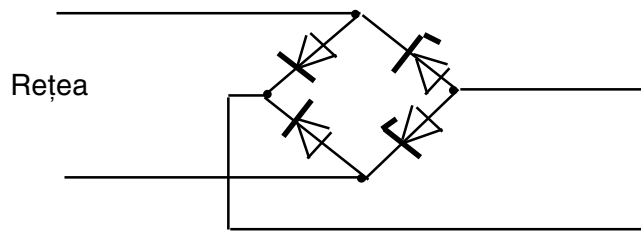


Figura 4.21

#### 4.1.3. Alte elemente antiperturbative

##### Transformatoare antiperturbative

1. Transformator cu prize comutate automat, figura 4.22 a.

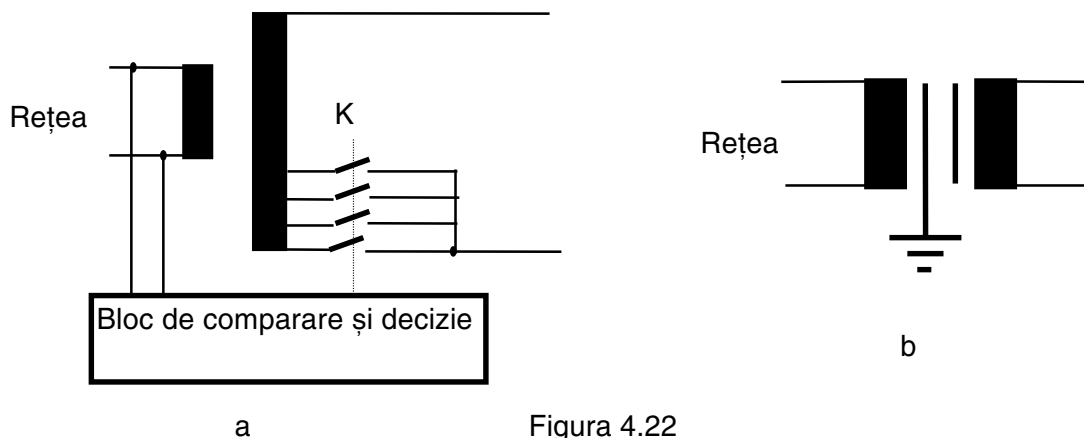


Figura 4.22

Timpul de intrare în acțiune este determinat de tipul comutatoarelor K folosite- relee, triaci, tranzistori.

2.Transformator ultraizolator, figura 4.22 b.

Suplimentar față de alte metode de suprimare a perturbațiilor, un efect favorabil EMC îl are utilizarea transformatoarelor ultraizolatoare, care conțin o izolare suplimentară (ecran) între primar și secundar. Ecranul cel mai eficient este format din tablă de cupru sau aluminiu, dar se poate folosi și o înfășurare pe un singur strat, legat la împământare. Aceste transformatoare ultraizolatoare realizează o capacitate de cuplaj între înfășurări de 10- 0,01pF și rezistențe de peste 10.000 MΩ. Se pot folosi distanțări, ecranări suplimentare, ecranări multiple, ecranări ermetizate antiperturbative.

### Surse neîntreruptibile

În general rețeaua are căderi dese cu durata de zeci-sute de ms, datorate în principal scurtcircuitelor. Defecte ale echipamentelor de distribuție pot provoca căderi de lungă durată. Soluția cea mai potrivită, mai ales pentru server-ul de rețea este sursa neîntreruptibilă (UPS) (Uninterruptable Power Supply).

Clasificare:

-UPS on-line, sunt introduse în rețeaua de alimentare și transformă permanent tensiunea, indiferent dacă există defecțiuni de alimentare sau nu.

-UPS off-line, sunt conectate în paralel cu rețeaua și se conectează numai când există avarii, durata de conectare fiind 1-10ms.

UPS off-line se clasifică după capacitatea de a reda la sarcină în momentul întreruperii o valoare a tensiunii cât mai apropiată de cea a tensiunii dispărute:

-cu maxim/minim care redă polaritatea corectă

-cu ieșire sincronizată, care redă și panta corectă a tensiunii dispărute.

În perioada în care UPS off-line comută, rezerva de energie trebuie furnizată de condensatoarele din sursa de alimentare a sistemului.

Sursa UPS on-line are suplimentar avantajul că elimină vârful de tensiune din tensiunea de alimentare, din cauza bateriei- tampon de energie.

### Realizări actuale

În (\*COM92) sunt prezentate ultimele realizări în domeniul supresării perturbațiilor din rețea spre echipament și de la echipament spre rețea. Sunt prezentate astfel:

-LINE CONDITIONERS

- LS600 care conține filtre de rețea și un regulator care menține tensiunea de alimentare a echipamentului constantă la creșterea tensiunii rețelei

- LS604, LC1200 conțin filtre de rețea și regulator care menține

tensiunea de alimentare a echipamentului indiferent de variația tensiunii rețelei

-Six Outlet Spike Bar suprăsează vârful cu energie de până la 140 jouli

-Isobar Surge Supressor și Isotel Surge Supressor conțin filtre de rețea și elemente de limitare a vârfulor

Aceste realizări sunt anunțate de firma TRIPP LITE sub forma unor prize cu siguranțe rapide care au înglobate și elementele de supresare.

În (\*TMC92) firma Fluke Philips descrie condiționere de rețea din seria PE 1411...1419, dând următoarele caracteristici:

-la o variație a tensiunii de intrare de la 198V la 242V, o variație de +/- 1% a tensiunii de ieșire;

-la aceeași variație a tensiunii de intrare, dar și o variație a sarcinii de la 0 la sarcina maximă, o variație de maxim +/- 3%;

-rezerva de energie este de 10ms la sarcina maximă;

-protecție la scurtcircuit în sarcină, curentul se limitează la 200% din valoarea maximă;

-sunt posibile variante cu decuplare galvanică și variante trifazate;

-greutate 7-143kg.

## 5. Măsurări în EMC

Aparatura electronică este împărțită din punct de vedere EMC în 2 clase:

-clasa A- aparatura pentru uz industrial sau comercial, proiectată să lucreze la nivele mai mici de perturbare, de exemplu calculatoare de proces, instalații de înaltă frecvență etc.

-clasa B- aparatura casnică, de exemplu aparatura audio, video, radio, TV, calculator personal etc.

Nivelele de perturbații se măsoară în condiții specificate de standarde, în camere anecoide (fără ecou) sau la locul de utilizare, la distanțe standard și în game de frecvențe standard. În mediu industrial se pot folosi aparate care nu se încadrează în clasa B, în locuri special amenajate (se definește astfel clasa C).

Limitele de perturbare pentru clasele A și B sunt date în figura 5.1:

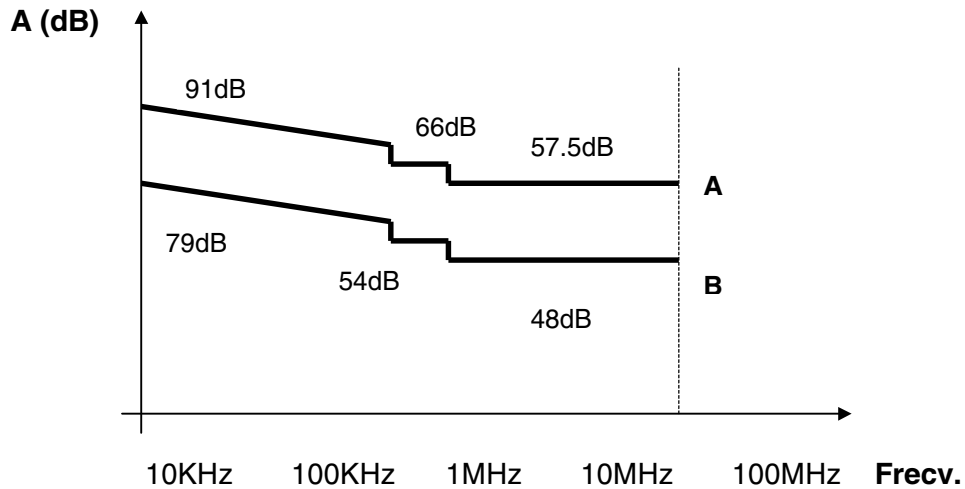


Figura 5.1

Nivelele de perturbare și de susceptibilitate sunt foarte importante și trebuie cunoscute. Se impune astfel găsirea unor metode de măsurare specifice, care să asigure repetabilitatea măsurărilor.

Clasificarea măsurărilor se face astfel:

- măsurarea perturbațiilor radiate **RE** (Radiated Emission);
- măsurarea susceptibilității la perturbații radiate **RS** (Radiated Susceptibility);
- măsurarea perturbațiilor conduse **CE** (Conducted Emission);
- măsurarea susceptibilității la perturbații conduse **CS** (Conducted Susceptibility);
- măsurarea mijloacelor de atenuare a perturbațiilor.

Abrevierile sunt cele prevăzute de MIL STD 461 (MOR94).

### 5.1. Aparate pentru măsurări în EMC

Cel mai des întâlnite aparate de măsură specifice sunt:

1. Voltmetrul selectiv, care poate măsura

- valori de vârf
- valori de cvasi-vârf
- valori medii

-valori efective (se măsoară efectul termic al perturbației, aceste valori nu au o mare importanță în EMC).

2. Analizorul spectral, în 3 variante constructive:

- scanarea în frecvență pe principiul superheterodinei
- cu set de filtre trece bandă
- achiziție A/D și prelucrare Fourier numerică

3. Osciloscop cu memorie, necesar pentru înregistrarea unor fenomene perturbatoare tranzitorii, așa cum este de exemplu perturbarea rețelei în momentul pornirii unui echipament.

### Mărimi rezultate din măsurările cu voltmetrul selectiv

1. **Valoarea de vârf**, poate fi măsurată prin încărcarea unui condensator, ca în figura 5.2:

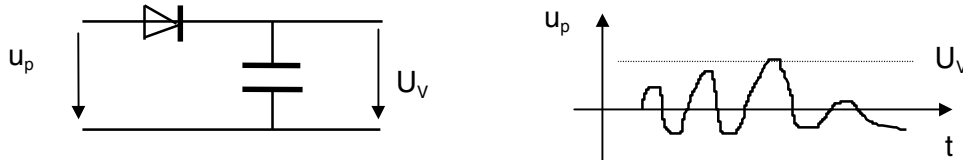


Figura 5.2

2. **Valoarea de cvasi-vârf** este mai relevantă pentru efectele pe care le are perturbația. Dacă perturbația este filtrată cu un filtru trece bandă care are banda de trecere  $B$  și amplificarea sau atenuarea  $V$ , iar impulsul perturbator are aria:

$$A = \int_0^{\infty} u_{p(t)} dt \quad , \text{ atunci valoarea de cvasivârf va fi:}$$

$$U = 2AVB \quad (5.1)$$

Valorile  $V$  și  $B$  fiind constante pentru aparatul de măsură, este nevoie de fapt de măsurarea suprafeței impulsului (a integralei), ceea ce se poate realiza printr-un circuit de integrare, ca în figura 5.3:

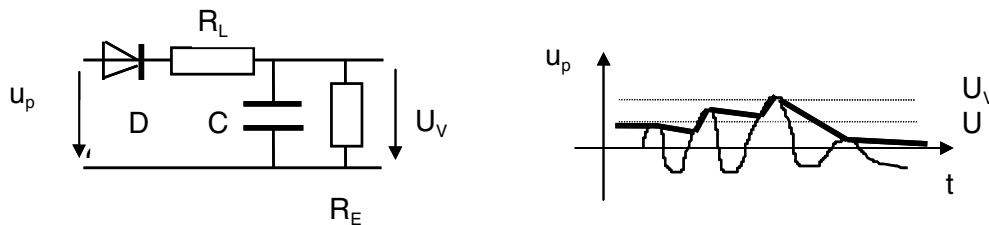


Figura 5.3

Constantele de timp  $CR_L$  și  $CR_E$  sunt specificate în standarde (CISPR de exemplu) pe game de frecvențe (DIN VDE 0876).

3. **Valoarea medie**, figura 5.4:

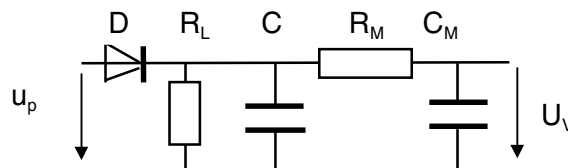


Figura 5.4

Tensiunea pe C urmărește vârfurile tensiunii, el fiind descărcat prin  $R_E$ . Filtrul trece jos cu  $R_M$  și  $C_M$  face media vârfurilor.

Cea mai importantă firmă producătoare de aparate de măsură în domeniul EMC este Rhode & Schwarz. Cea mai cunoscută firmă constructoare de aparate de simulare a perturbațiilor este Schaffner.

## 5.2. Măsurarea perturbațiilor radiate

Măsurarea câmpurilor se face cu antene. Câteva tipuri de antene pentru câmp electric sunt arătate în continuare în figura 5.5.

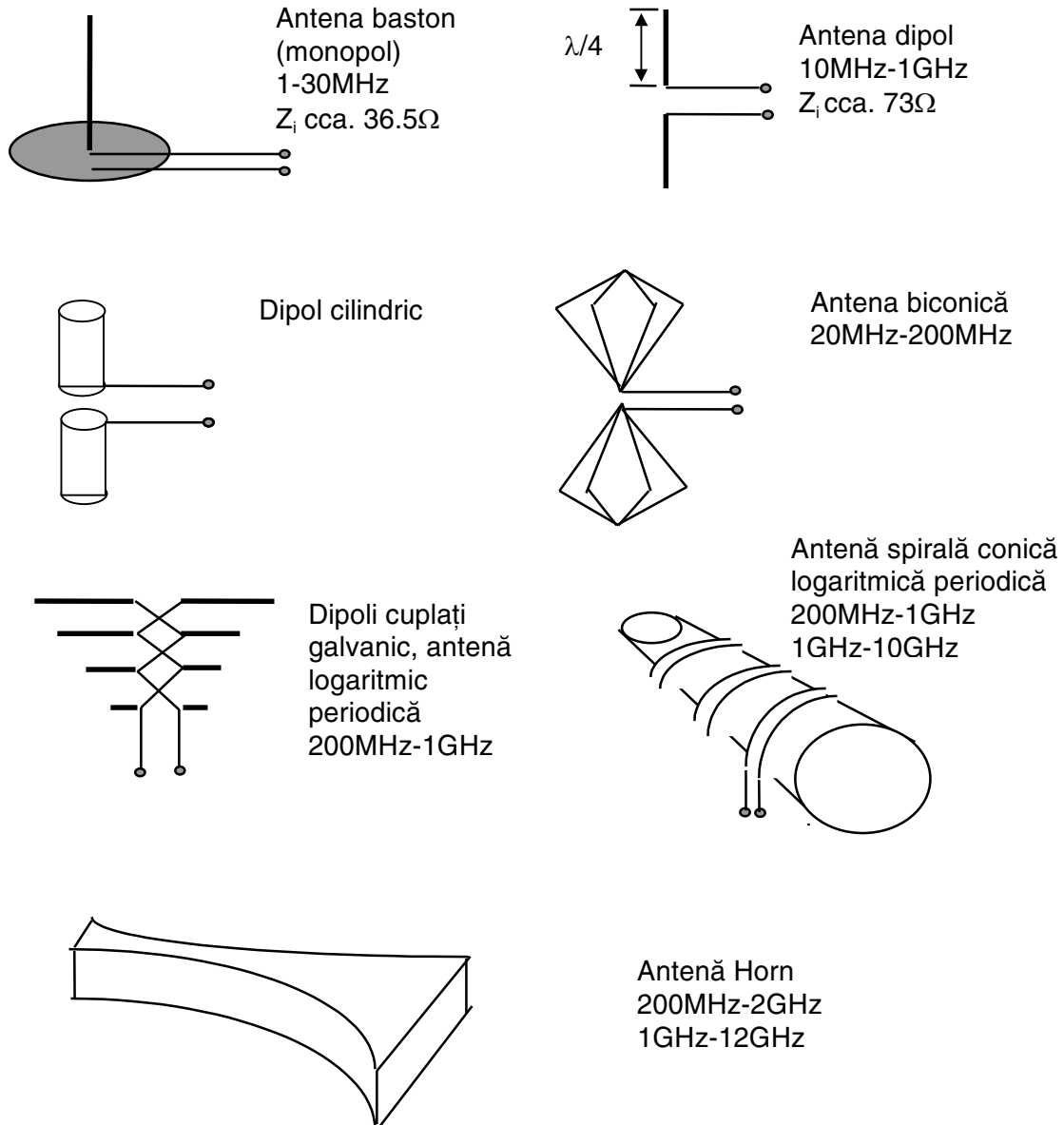


Figura 5.5

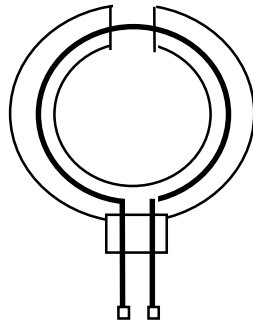
Antena baston și dipol sunt de bandă îngustă, iar cele cu forme complexe sunt de bandă largă. Un tip de antenă se poate utiliza în anumite game de frecvență.

Se definește factorul antenei AF:

$$AF = \frac{|E_p|}{|U_p|} \quad (5.2)$$

unde  $E_p$  este intensitatea câmpului și  $U_p$  este tensiunea măsurată la ieșirea antenei

În zona îndepărtată intensitățile câmpului electric și magnetic sunt legate de relația  $E/H=377\Omega$ , deci intensitatea câmpului magnetic se poate deduce. Câmpul magnetic se poate măsura cu o antenă cadru, ca în figura 5.6:

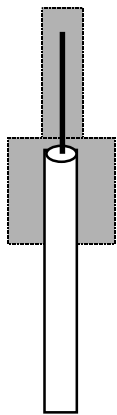


Antenă cadru (cu una sau mai multe spire)  
20Hz-200MHz

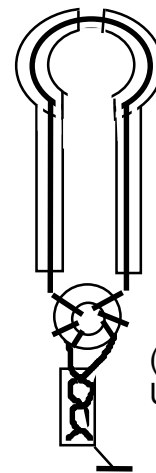
Figura 5.6

Pentru a elimina influențele câmpului electric, înfășurarea este introdusă într-un tub metalic. Ca să nu apară o spiră în scurtcircuit, tubul este secționat. La măsurarea câmpului magnetic trebuie ținut seama de câmpul magnetic al Pământului.

Pentru evaluarea primară a valorii câmpului se pot folosi sonde simple (care însă nu sunt calibrate), numite "Sniffer Probes", ca în figura 5.7:



Sonda pentru câmp electric (cablu ecranat cu firul central dezizolat) (50Ω)



Sonda pentru câmp magnetic

BALUN  
(BALanced UNbalanced)

Figura 5.7

Măsurarea se poate face în aer liber, în camere ecranate sau în camere fără ecou (anecoide) (Anechoic Chamber).

În aer liber spațiul trebuie să fie fără obiecte sau clădiri în apropiere care să creeze reflexii. Oricum apar reflexii de la sol. Spațiul trebuie să aibă dimensiunile date în figura 5.8:

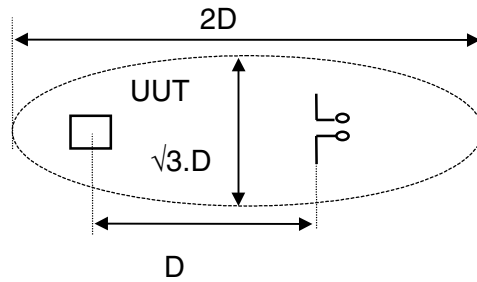


Figura 5.8

Într-o cameră ecranată apar reflexii suplimentare de la tavan și pereți care duc la o neuniformitate a câmpului electromagnetic. Pentru a măsura această neuniformitate se folosesc 2 antene identice de recepție, ca în figura 5.9:

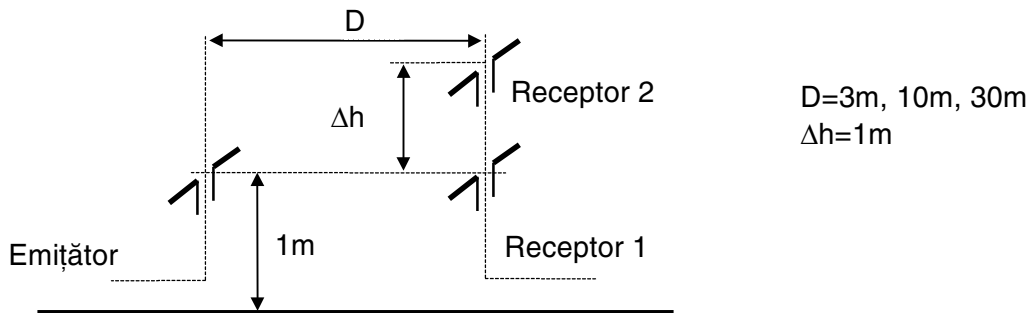


Figura 5.9

Conform cu DIN 0877, diferența dintre semnalele recepționate, la 30m, nu trebuie să depășească 45dB (30MHz) și 0dB (600MHz).

Cele mai corecte măsurări se fac în camere absorbante (anecoide). Camera anecoidă are pereți speciali pentru a izola incinta de câmpul electromagnetic exterior și de a minimiza reflexiile. Pereții sunt din materiale plastice metalizate sau din ferită. O măsurare a câmpului în camere anecoide poate avea loc ca în figura 5.10:

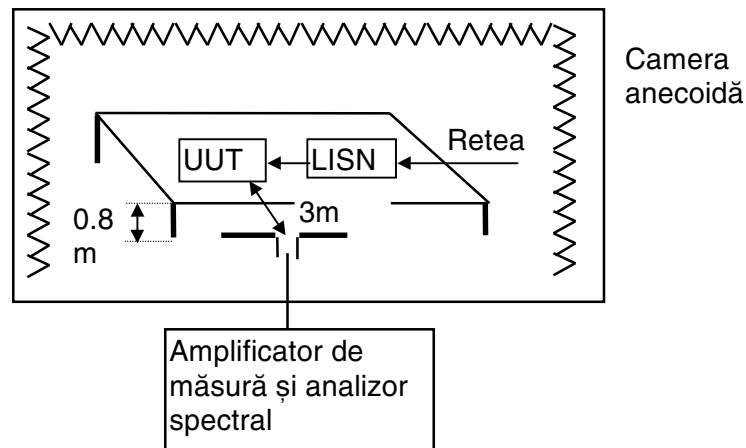


Figura 5.10

Orice asemenea cameră are unele frecvențe de rezonanță, începând de la 40MHz, care trebuie cunoscute pentru a nu afecta rezultatele măsurătorilor (END96).

La anumite aparate care radiază în special prin liniile de alimentare de la rețea (care au carcasa bine ecranată), se poate înlocui măsurarea câmpului radiat de aparat cu câmpul radiat de cablul de alimentare. Schema de măsură este dată în figura 5.11:

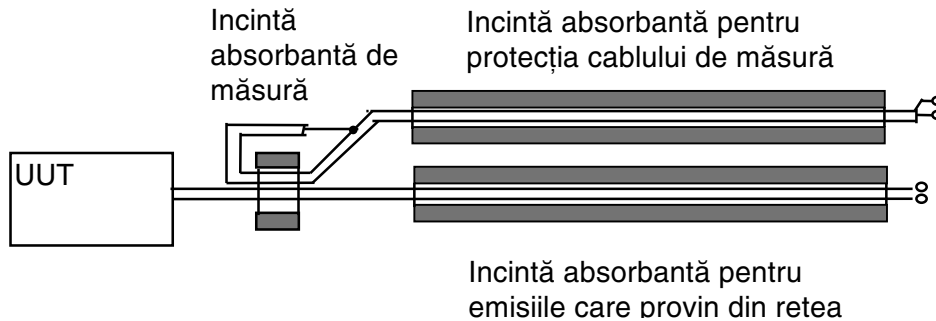


Figura 5.11

Măsurarea se face cu un cablu ecranat cu firul din mijloc legat la ecran, cu impedanța caracteristică cunoscută (50Ω). O incintă absorbantă ferește cablul de măsură de alte influențe decât cele din incinta de măsură.

### 5.3. Măsurarea susceptibilității la perturbații radiate

Măsurarea susceptibilității constă în studiul comportării unui aparat supus la acțiunea unor perturbații cunoscute. Este nevoie de generarea unor perturbații, care în cazul perturbațiilor radiate se generează cu antene prezentate în figurile 5 și 6, pentru diferite benzi de frecvență, conform schemei din figura 5.12:

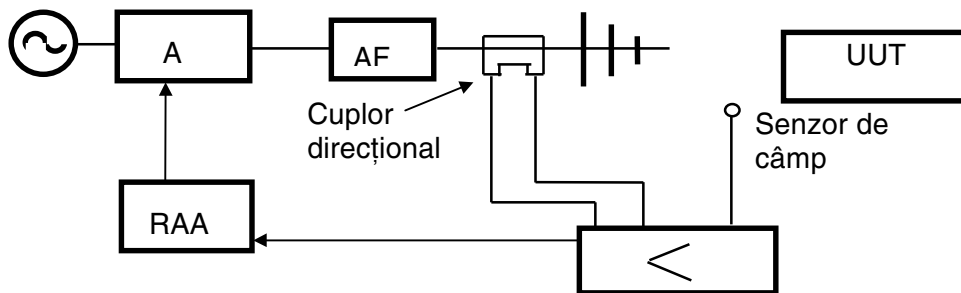


Figura 5.12

Semnalul generat de un generator de semnal este amplificat în amplificatorul A și etajul final de putere AF. Pentru a asigura aceeași valoare a câmpului pentru toate frecvențele este nevoie de o buclă de feed back pentru reglarea automată a amplificării RAA. În locul senzorului de câmp poate fi folosit un cuplor direcțional (Directional Coupler) care măsoară diferența între câmpul radiat și câmpul reflectat.

Măsurarea susceptibilității se poate face în aceleași locuri ca și măsurarea emisiilor: spațiu liber, cameră ecranată și cameră anecoidă. Pentru aparate de mici dimensiuni se poate folosi incinta TEM (Transversal ElectroMagnetic) prevăzută de VDE 0843.

Există unele metode speciale de determinare a susceptibilității. De exemplu susceptibilitatea la câmpuri magnetice puternice, în gama 30Hz-3MHz, se determină conform figurii 5.13:

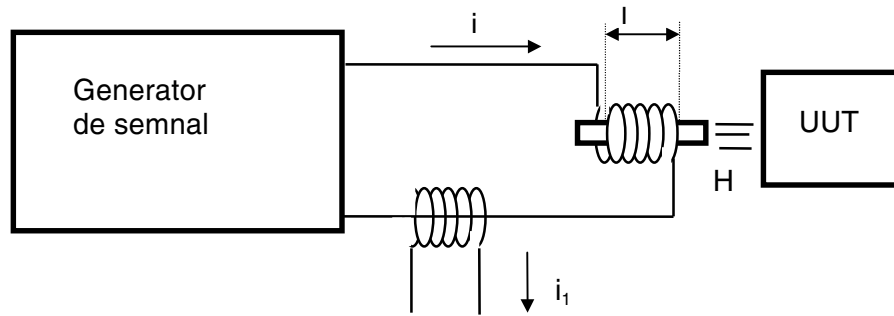


Figura 5.13

Curentul  $i_1$  dă o măsură a câmpului magnetic generat, după relația:

$$H = \frac{N \cdot i}{l}$$

Obiectul supus încercării poate fi așezat și în interiorul bobinei.

Determinarea susceptibilității la câmpuri electrice puternice în gama 30MHz-150MHz se poate face și ca în figura 5.14:

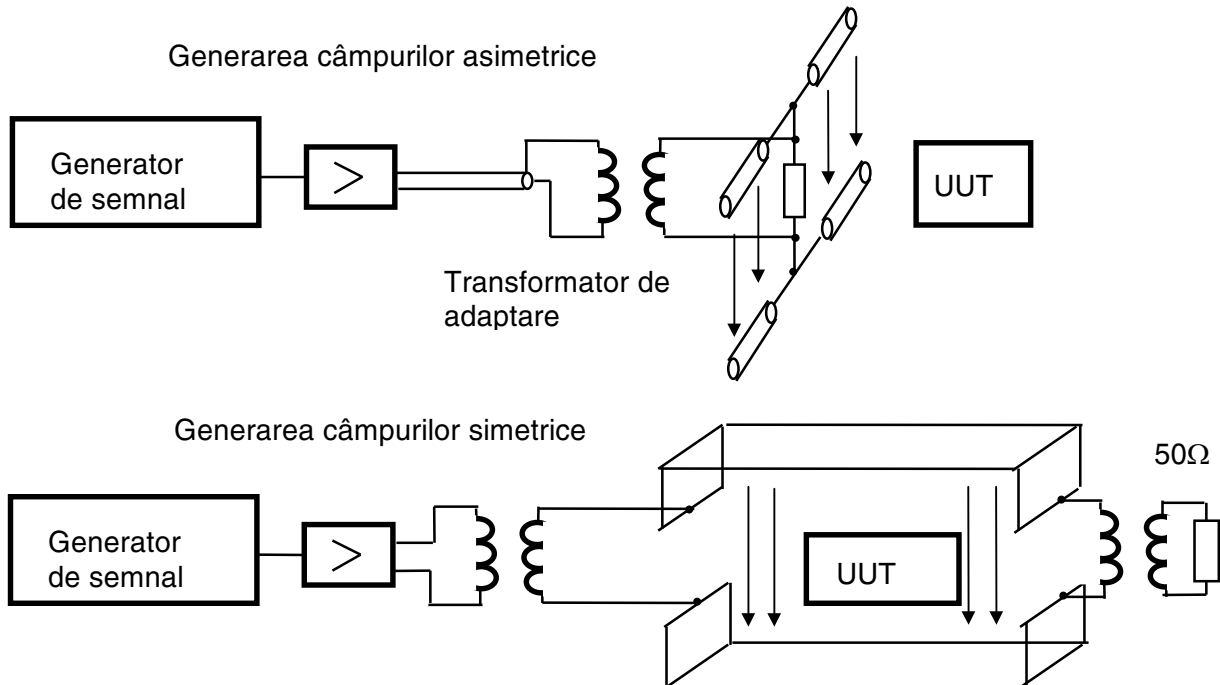


Figura 5.14

Măsurările de susceptibilitate sunt de o mare varietate. Măsurări specifice se realizează în electronica medicală, pentru aparate implantate, așa cum sunt de exemplu stimuloarele cardiace, pompe de infuzie pentru insulină, stimuloare musculare, proteze auditive etc. Un stand pentru determinarea susceptibilității aparatelor implantate la câmpuri cvasistatice cu frecvența de 50Hz este dat în figura 5.15:

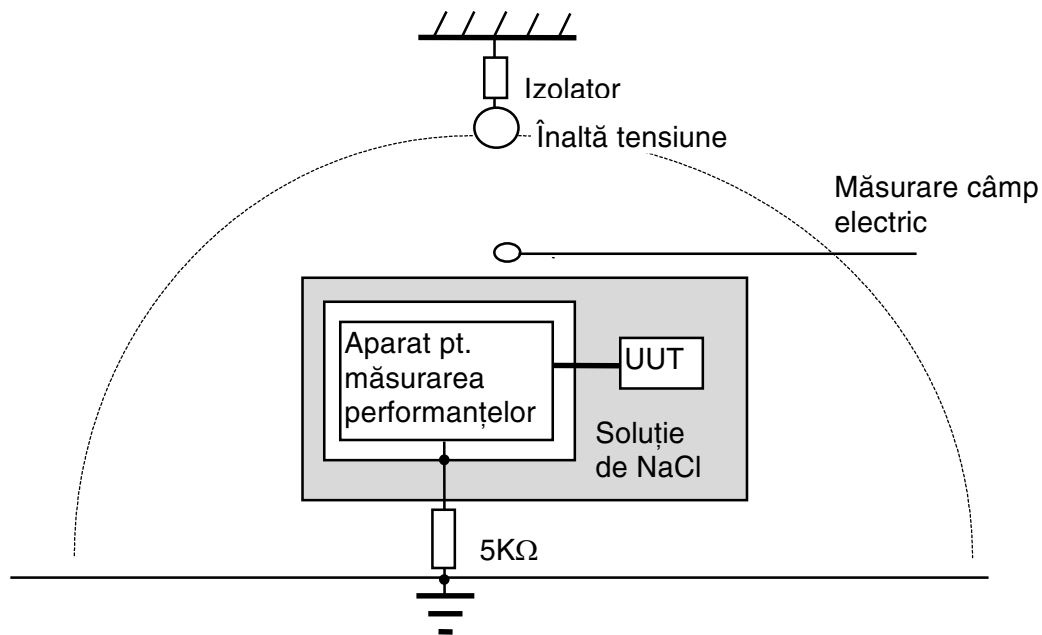
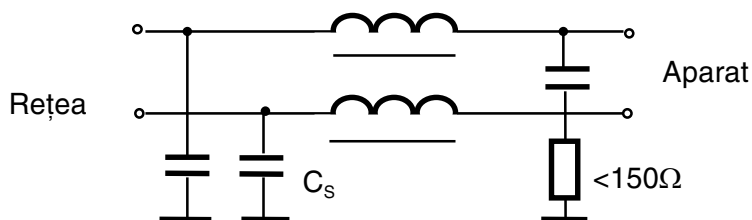


Figura 5.15

## 5.4. Măsurarea perturbațiilor conduse

Majoritatea perturbațiilor conduse provin de la rețeaua industrială de c.a. Pentru repetabilitatea măsurătorilor, între obiect și rețea se interpune un aparat care creează o impedanță cunoscută (LISN-Line Impedance Stabilization Network). Utilizarea LISN este standardizată și în România. Pentru LISN sunt recomandate mai multe variante de scheme, în figura 5.16:



CISPR 1 recomandă această schemă în gama 150KHz-30MHz. Condensatorii  $C_s$  au rolul de a nu permite intrarea în rețea a frecvențelor înalte generate de simulatorul de perturbații.

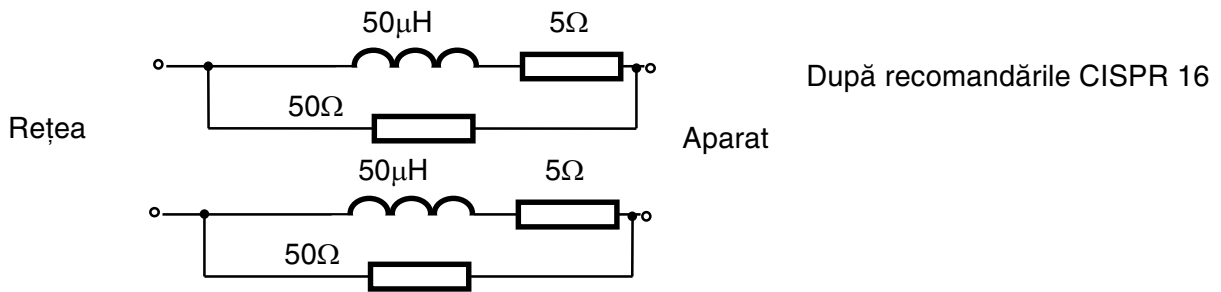


Figura 5.16

Măsurarea tensiunilor și curenților perturbatori (generat de rețea sau generat de un aparat în rețea) se face ca în figura 5.17:

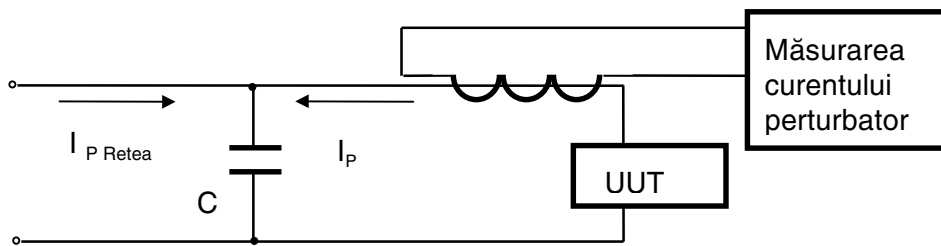


Figura 5.17

Condensatorul C se pune ca și componentă de însumare a curenților perturbatori, creați de rețea și de aparatul supus testului. Curentul perturbator se măsoară cu ajutorul unei înfășurări, iar tensiunea perturbatoare se calculează aproximativ ca:

$$\underline{U}_P(\omega) = I_P(\omega) \cdot \underline{Z}_N(\omega) \quad \text{unde } \underline{Z}_N \text{ este impedența cunoscută a LISN} \quad (5.3)$$

Curenții perturbatori se măsoară cu un analizor spectral în gama 9KHz-1GHz. Pentru a asigura repetabilitatea măsurărilor, acestea se fac în condiții determinate și prevăzute de standarde, așa cum este DIN VDE 0877. Un stand de măsură este dat în figura 5.18:

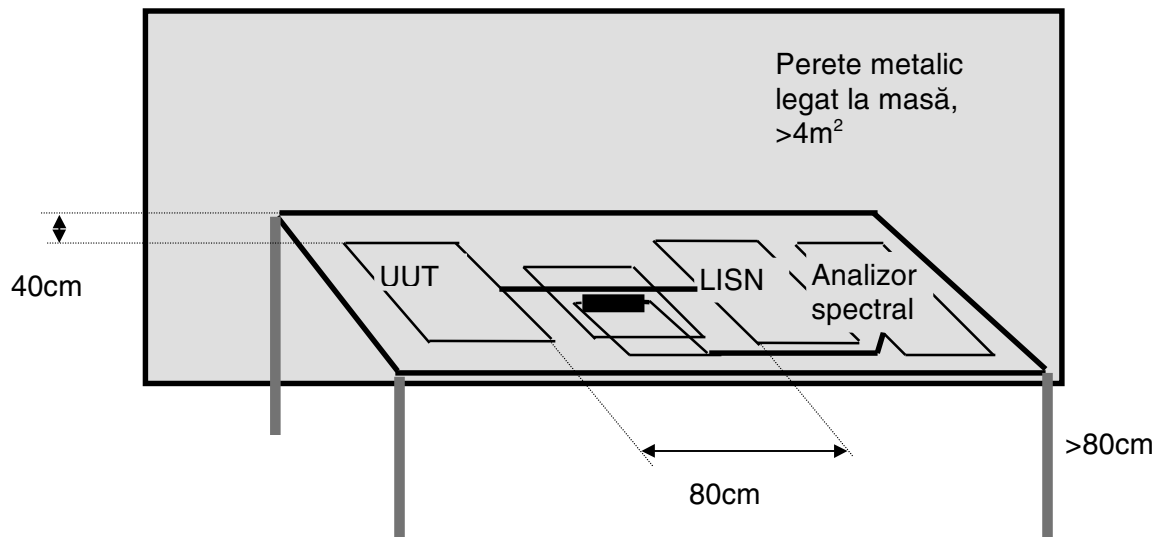


Figura 5.18

Măsurările necesită condiții speciale. De aceea a căpătat importanță detectarea perturbațiilor pentru a obține date orientative (calitative) despre tipul perturbației și despre mărimea ei (OGR88a). Se pot aminti sistemul Line Voltage Analyser (\*LVA87 al firmei Gay Misuratori Elettronici din Italia, sau la nivelul anului 1995 setul de sonde al firmei ALGODUE Elettronici.

Pentru a descrie un set de sonde pentru detectarea perturbațiilor și supravegherea în timp a rețelei se analizează două tipuri de perturbații tipice pentru a stabili conținutul lor de armonici.

Considerăm un semnal periodic cu forma din figura 5.19:

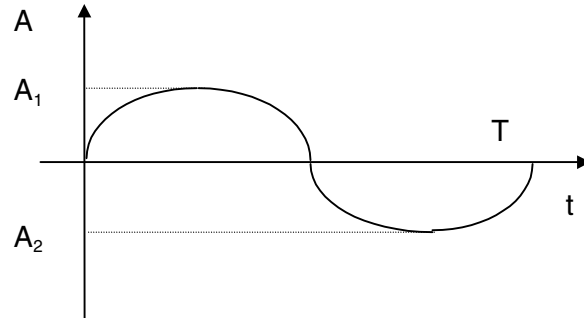


Figura 5.19

Acest semnal apare în punctul de discontinuitate al unei fluctuații de tensiune, sau când  $A_2=0$ , semnalul reprezintă un microdefect în forma tensiunii. Semnalul  $x(t)$  se poate descompune în serie Fourier:

$$x(t)=A_1 \cdot \sin \omega t \text{ pentru } t \text{ între } 0 \text{ și } T/2$$

$$x(t)=A_2 \cdot \sin \omega t \text{ pentru } t \text{ între } T/2 \text{ și } T$$

$$x(t)=C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cdot \sin n\omega t$$

unde coeficienții  $C_n$  și  $S_n$  sunt:

$$S_n=(2/T) \cdot \int_0^{T/2} A_1 \cdot \sin \omega t \cdot \sin n\omega t \cdot dt + (2/T) \int_{T/2}^T A_2 \cdot \sin \omega t \cdot \sin n\omega t \cdot dt$$

$$C_n=(2/T) \cdot \int_0^{T/2} A_1 \cdot \sin \omega t \cdot \cos n\omega t \cdot dt + (2/T) \int_{T/2}^T A_2 \cdot \sin \omega t \cdot \cos n\omega t \cdot dt$$

Efectuând calculele obținem  $S_n=0$ , iar în  $C_n$  armonicile impare nule. Armonicile pare au amplitudinea:

$$C_n = \frac{A_1 - A_2}{2\pi(n^2 - 1)} \quad (5.4)$$

Deci amplitudinea componentelor de frecvență superioară este proporțională cu saltul de amplitudine. De exemplu, un salt de amplitudine de 20V care are loc în cadrul aceleiași perioade dă următoarele valori procentuale față de amplitudinea semnalului:  $C_2=0.96\%$ ,  $C_4=0.19\%$ ,  $C_6=0.08\%$ . Comparând aceste valori cu cele permise de EN 5006 se observă că acest salt de amplitudine generează armonici nepermise.

Dacă presupunem o modificare a frecvenței în cadrul unei aceleiași perioade, se poate demonstra prin descompunere în serie Fourier că se generează de asemenea armonici superioare. Pentru a calcula  $C_n$  și  $S_n$  au fost făcute câteva ipoteze simplificatoare. În primul rând s-a considerat că prima semiperioadă are pulsația  $\omega_1$ , cea de-a doua  $\omega_2$ , dar trecerea prin 0 a semnalului este la  $T/2$ . Notând:

$$d\omega = \omega_1 - \omega_2$$

Coeficienții  $C_n$  și  $S_n$  vor avea următoarea formă:

$$C_{(2n)} = A \frac{\cos 2\pi \cdot d\omega / \omega_1 - 1}{\pi(n^2 - 1)} \quad (5.5)$$

$$C_{(2n+1)} = A \frac{\cos 2\pi \cdot d\omega / \omega_1 - \cos \pi \cdot d\omega / \omega_1}{(n^2 - 1)} \quad (5.6)$$

$$S_{(2n)} = A \frac{\sin 2\pi \cdot d\omega / \omega_1 - 1}{(n^2 - 1)} \quad (5.7)$$

$$S_{(2n+1)} = A \frac{\sin d\omega / \omega_1 - \sin 2\pi \cdot d\omega / \omega_1}{(n^2 - 1)} \quad (5.8)$$

Presupunând o variație de 1 Hz la 50Hz, amplitudinile armonicilor, în procente față de amplitudinea semnalului vor fi:

$$C_2=0.08\% \quad S_2=1.3\%$$

$$C_3=0.02\% \quad S_3=0.26\%$$

$$C_4=0.01\% \quad S_4=0.24\%$$

$$C_5=0.006\% \quad S_5=0.08\%$$

Se observă că datorită componentei de 100Hz, care are o amplitudine mare, saltul de 1Hz produce armonici care nu se încadrează în recomandările EN 5006.

Aproximația cea mai grosieră făcută până acum era că semnalul de la punctul de discontinuitate al tensiunii rețelei este periodic și prin urmare are componente spectrale discrete. Un calcul mai exact se poate face considerând semnalul sinusoidal modulat cu un semnal treaptă (în amplitudine sau frecvență). Rezultă că în punctul de discontinuitate apar spectre de frecvență calculabile cu integrala Fourier. Cu cât intervalul considerat în integrală este mai mare, cu atât rezultatele vor fi mai exacte. Problema este ușor abordabilă printr-o metodă numerică.

Concluzia este că și modificarea amplitudinii unei alternanțe și modificarea frecvenței generează armonici superioare (regim deformant). O sondă trebuie în primul rând să detecteze aceste armonici superioare. Se pot detecta astfel impulsurile suprapuse, variațiile de amplitudine, variațiile de frecvență și defectele în forma tensiunii.

### 1.Sonda pentru detectarea armonicilor superioare(OGR87) are schema bloc în figura 5.20

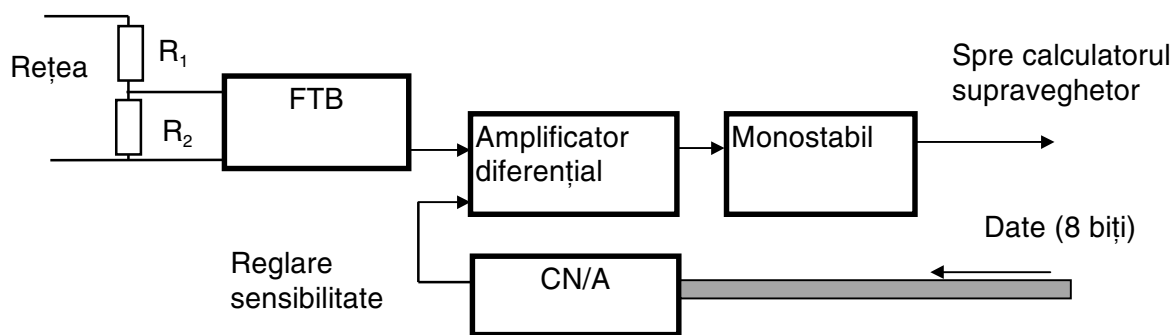


Figura 5.20

Tensiunea de urmărit este culeasă cu un divizor rezistiv de la tensiunea rețelei, în acest caz detectându-se impulsurile care apar diferențial între fază și nul. Există posibilitatea de cuplare față de împământare, ceea ce face sonda sensibilă la perturbațiile de mod comun. Primul amplificator operațional este într-o configurație de filtru trece bandă, având la intrare o fracțiune din tensiunea rețelei. Următorul amplificator operațional este un amplificator diferențial care axează pulsurile de frecvență mare pe un nivel continuu, pozitiv, reglabil, care va constitui reglajul de sensibilitate al sondei. Al treilea amplificator operațional este în montaj de monostabil. La ieșirea acestui monostabil este conectată linia de transmisie digitală spre calculator prin intermediul unui optocuplor. Existența

optocuplorului este necesară pentru decuplarea galvanică, deoarece sonda este cuplată galvanic cu rețeaua. Sensibilitatea se poate comanda cu ajutorul unei plăci D/A. Ieșirea analogică pentru comanda pragului sensibilității trebuie de asemenea separată galvanic.

Caracteristica de frecvență a sondei, ridicată experimental, este dată în figura 5.21:

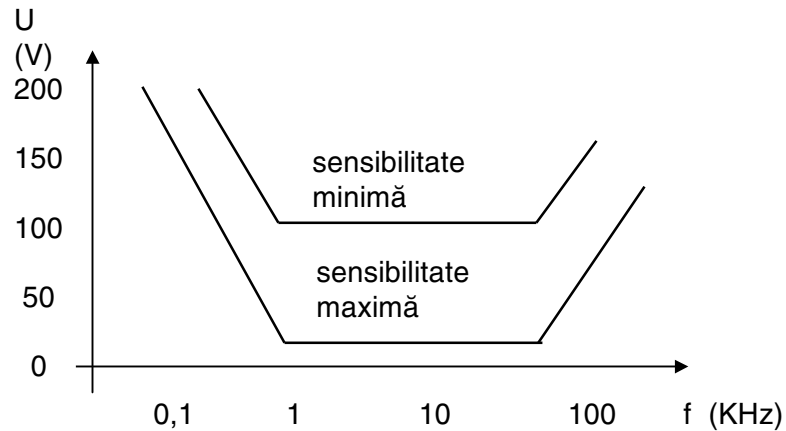


Figura 5.21

2.Sonda pentru detectarea deviațiilor de frecvență (POP88) are schema bloc în figura 5.22:

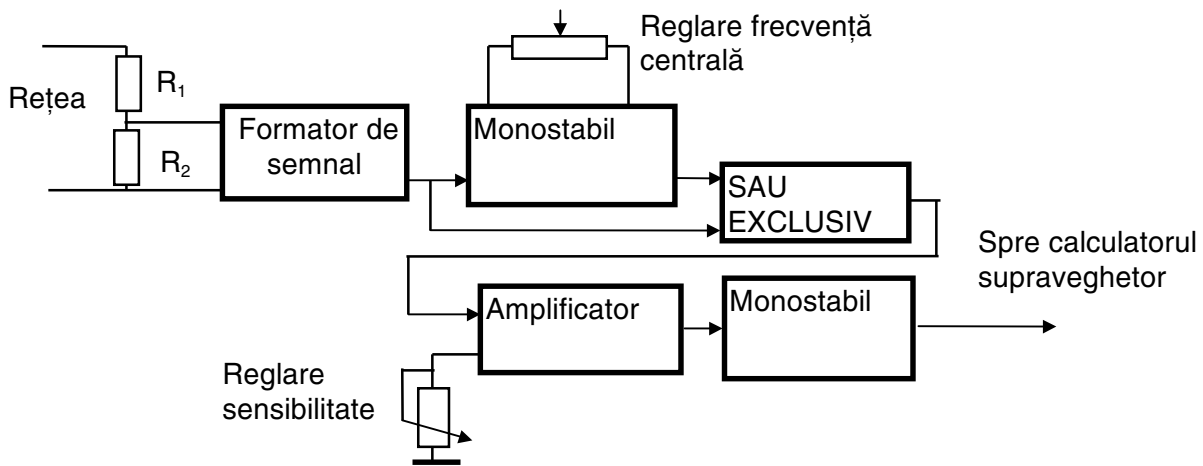


Figura 5.22

Primul amplificator operațional transformă semnalul sinusoidal de frecvența rețelei într-un semnal dreptunghiular cu aceeași frecvență. Al doilea operațional este într-o configurație de monostabil, având durata temporizării independentă de frecvența rețelei sau de amplitudinea ei.

La ieșirea circuitului SAU EXCLUSIV cu diode vom avea impulsuri negative de lățime egală cu diferența dintre durata monostabilului și cea a unei semiperioade a tensiunii rețelei.

Prin reglarea timpului de întârziere a monostabilului se impune frecvența cu care se face comparația (50Hz, reglabil în gama 46Hz-51Hz). Prin preluarea unei fracțiuni reglabile din tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial se poate stabili gama de deviații permise în jurul frecvenței centrale (+/-0.5Hz, +/- 3Hz)

### Corelarea cu funcționarea perturbată a unui echipament (OGR88), (OGR88b)

Rolul acestor sonde este să supravegheze rețeaua și să înregistreze deviațiile (perturbațiile) care depășesc un anumit nivel. În figura 5.23 este arătată schema bloc a unui sistem de supraveghere a funcționării unui echipament (în acest caz un calculator) condus de un calculator supraveghetor.

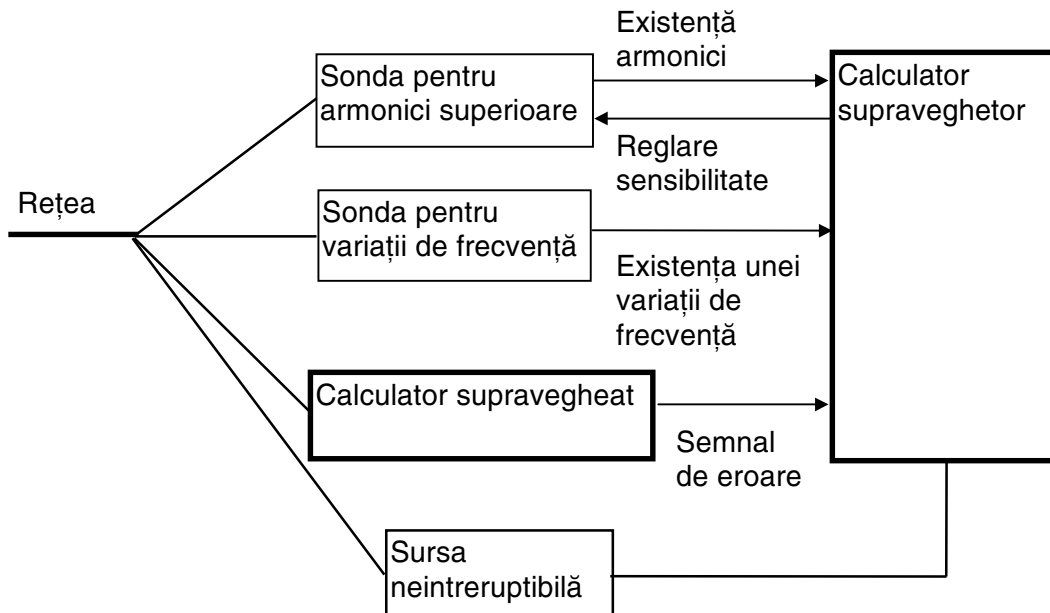


Figura 5.23

Sondele pentru detectarea armonicilor superioare și a deviațiilor de frecvență comunică calculatorului supraveghetor apariția unei perturbații. Această comunicare poate fi făcută sub forma unei cereri de întrerupere, după care sistemul supraveghetor analizează care dintre sonde a solicitat întreruperea. Sistemul supraveghetor asociază sursei de întrerupere ora, minutul și secunda la care a apărut perturbația.

Ideal este să se găsească o posibilitate ca sistemul supravegheat să comunice momentul în care perturbația îi deteriorează funcționarea. Acest lucru poate fi realizat prin mai multe metode, cea mai cunoscută fiind cea care folosește rularea unui program care trece periodic printr-o zonă de adrese și astfel retriggerază un monostabil retriggerabil (figura 5.24). Funcționarea perturbată care se poate manifesta printr-un RESET sau ieșirea din bucla de program, se manifestă prin faptul că monostabilul nu mai este redeclanșat. Cu o oarecare întârziere, calculatorul supraveghetor este informat de eroarea apărută în sistemul supravegheat.

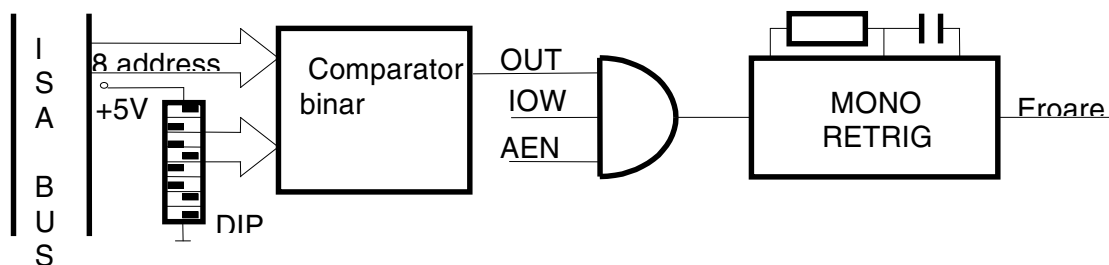


Figura 5.24

Prelucrarea datelor obținute de la sonde se execută pentru a putea determina o corelare între defectele calculatorului supravegheat și un anumit tip de perturbație. Analiza se face prin calcularea

coeficientului de corelație, care oferă o măsură a gradului de legătură între două sau mai multe mărimi variabile.

## 5.5.Măsurarea susceptibilității la perturbații conduse

Pentru a măsura sau a verifica susceptibilitatea este nevoie de un simulator de perturbații și de un mijloc de cuplare a perturbației.

Pentru simularea unei perturbații condusă de rețeaua de alimentare se pot utiliza căile de cuplare capacitivă și inductivă, de mod comun și diferențial, date în figura 5.25:

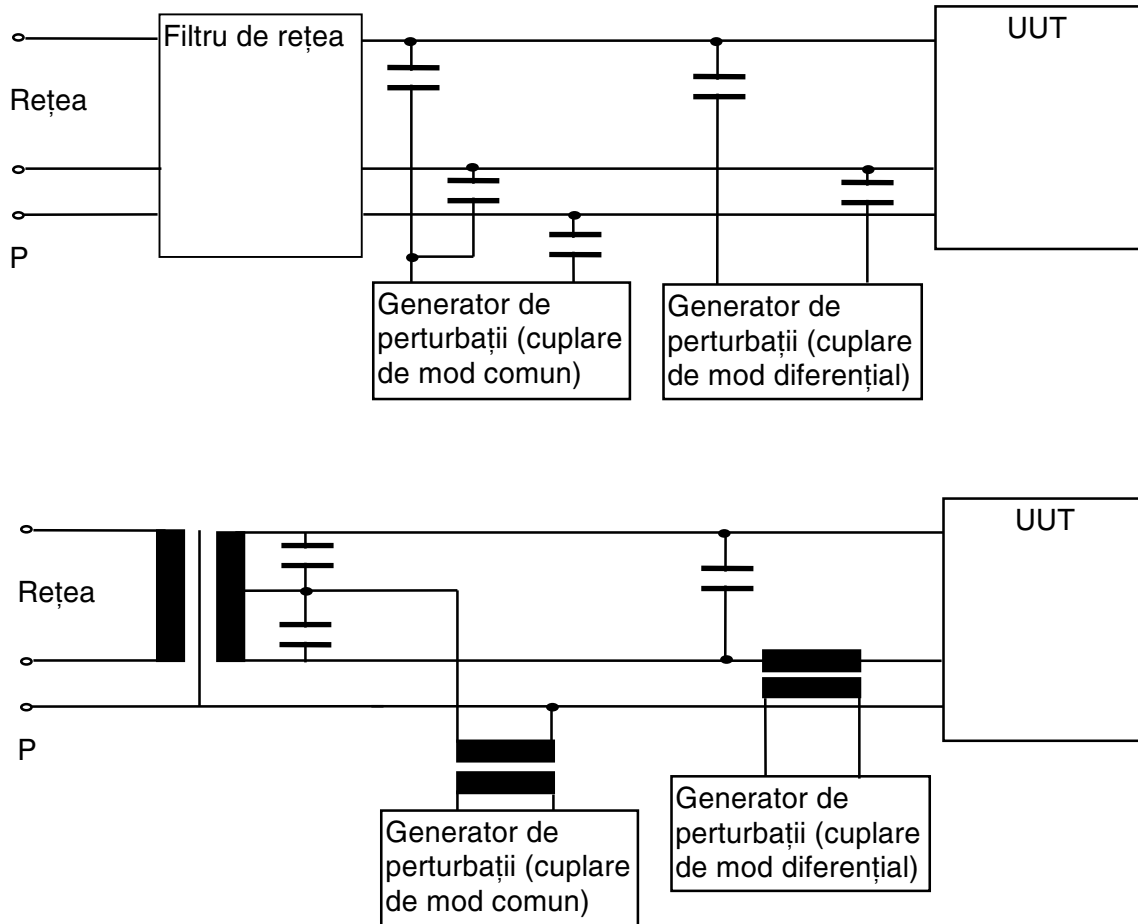


Figura 5.25

La cuplarea inductivă condensatorii au rolul ca la înaltă frecvență să scurtcircuiteze componentele de înaltă frecvență ca să nu pătrundă în rețea.

### Tipuri de perturbații generate

În figura 5.26 se arată parametrii tipici pentru supratensiunea în rețea ca semnal de test (conform EN 61000 și DIN VDE 0160) și parametrii tipici de test pentru variația de amplitudine, care prevede variații de +/-8% pentru rețele neperturbate și +/-16% pentru rețele puternic perturbate, pe perioade de 2-3s, apoi 3-7s amplitudine normală (EN 61000):

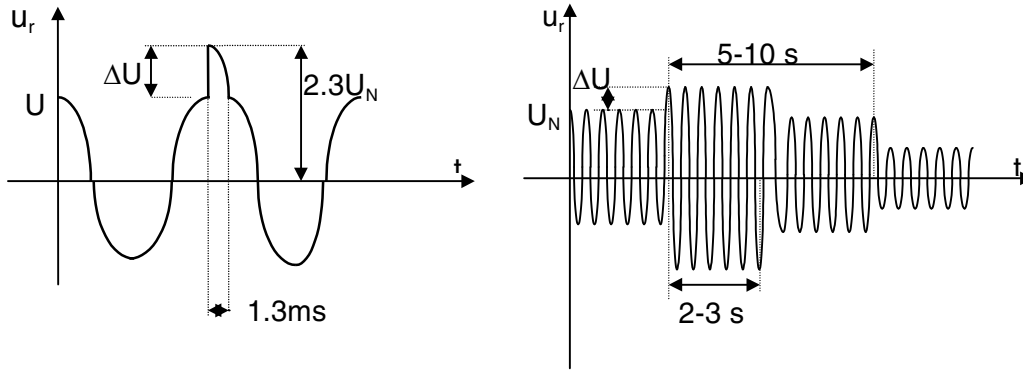


Figura 5.26

Impulsul de test pentru studiul susceptibilității la supratensiuni se aplică ca în figura 5.27:

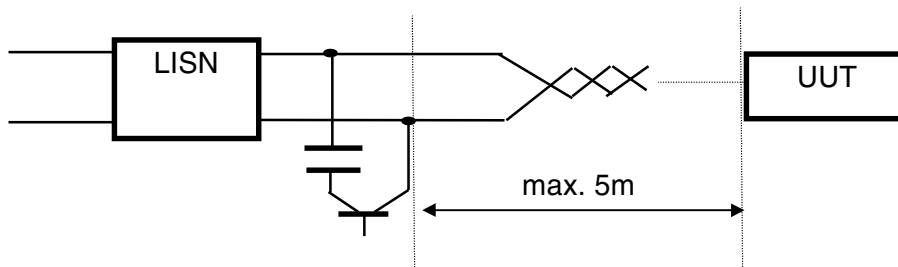


Figura 5.27

Impulsul se generează prin descărcarea unui condensator printr-un tranzistor sau tiristor. Impulsul are de regulă forma dublu exponențială. Variațiile amplitudinii tensiunii din figura 26 se obțin cu un transformator cu prize comutate. Comutarea prizelor se poate face atât manual cât și automat.

Testarea la căderea tensiunii de rețea este descrisă în DIN VDE 0839. O cădere tipică este lipsa unei alternanțe (10ms) sau scăderea la jumătate a amplitudinii unei perioade. O cădere tipică, precum și schema bloc a unui generator sunt date în figura 5.28 (OGR96a):

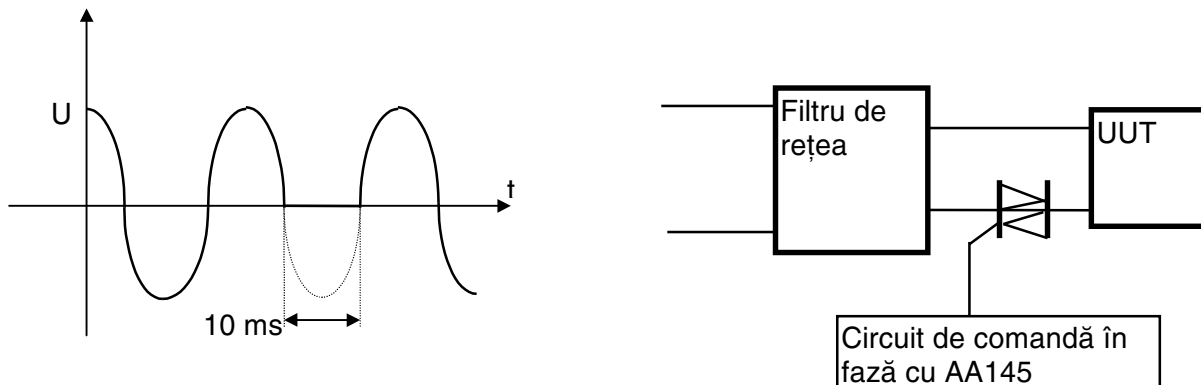


Figura 5.28

Înteruperile sunt generate cu un triac comandat de un circuit de comandă în fază. La rândul lui, circuitul de comandă în fază este comandat de un circuit digital care comandă numărul de semiperioade lipsă, precum și lungimea unei serii (salve) de perturbații.

### Testarea susceptibilității la salve de impulsuri (supratensiuni)

Salvele de impulsuri sunt frecvente în rețea datorită comutărilor releelor de forță. Forma impulsului de test este dublu exponențială, impuls des întâlnit în tehnica încercărilor de înaltă tensiune. Parametrii impulsului, precum și ai salvei de impulsuri sunt dați în figura 5.29:

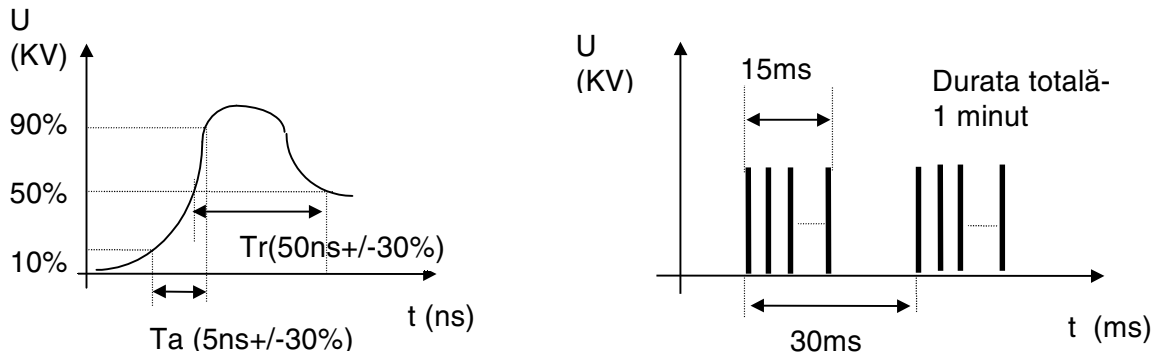


Figura 5.29

Se definesc mai multe grade de severitate, în funcție de care se modifică tensiunea maximă a impulsului, astfel:

**1-** 0,5kV;    **2-** 1kV;    **3-** 2kV;    **4-** 4kV.

Schema principală a unui generator de salve este dată în figura 5.30:

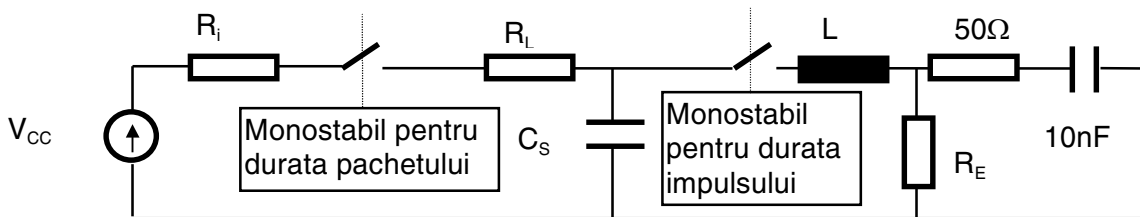


Figura 5.30

$T_r$  este dat de descărcarea condensatorului cu constanta  $L/R_E$ , iar  $T_a$  este dat de încărcarea condensatorului cu constanta  $C_s R_L$ .

Cuplarea salvei de impulsuri (simulată prin rezistența de  $50\Omega$  și condensatorul de  $10pF$  se face capacitiv la cablul de alimentare de rețea al aparatului testat sau la liniile de semnal între 2 subsisteme, ca în figura 5.31:

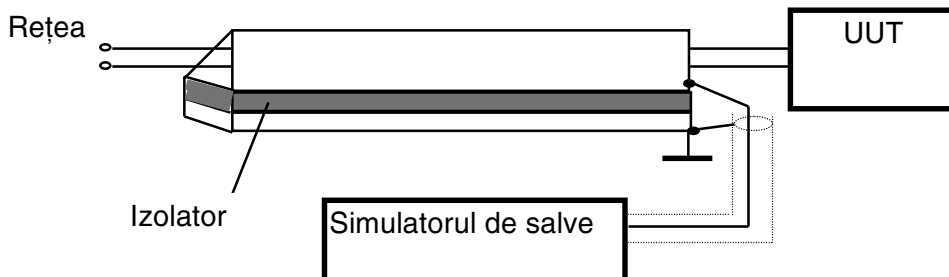


Figura 5.31

Sunt admise și legarea directă a unui condensator sau acoperirea cu folie autoadezivă conductoare.

### Testarea susceptibilității la perturbații de bandă îngustă

Această testare se face cu un generator cuplat inductiv, măsurarea realizându-se cu o înfășurare, ca în figura 5.32:

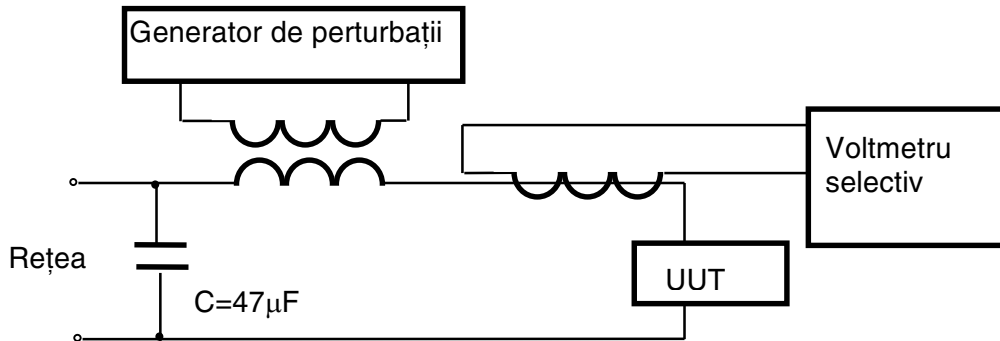


Figura 5.32

Un aparat de laborator folosit pentru testarea susceptibilității la perturbații conduse este SCHAFFNER NSG 600. Un complex de testare (pentru evaluarea susceptibilității) este cel al firmei LAPLACE INSTRUMENTS LTD., iar un sistem profesional de testare este WINPATS HAEFELY TRENCH AG.

## 5.6. Măsurări speciale de susceptibilitate

### Măsurarea susceptibilității la descărcări electrostatice

Pentru testare este nevoie de un generator de înaltă tensiune, un condensator de înaltă tensiune pentru acumularea energiei necesară descărcării și de un electrod de descărcare (\*UMS95), (SCH96), conform IEC 801-2, ca în figura 5.33:

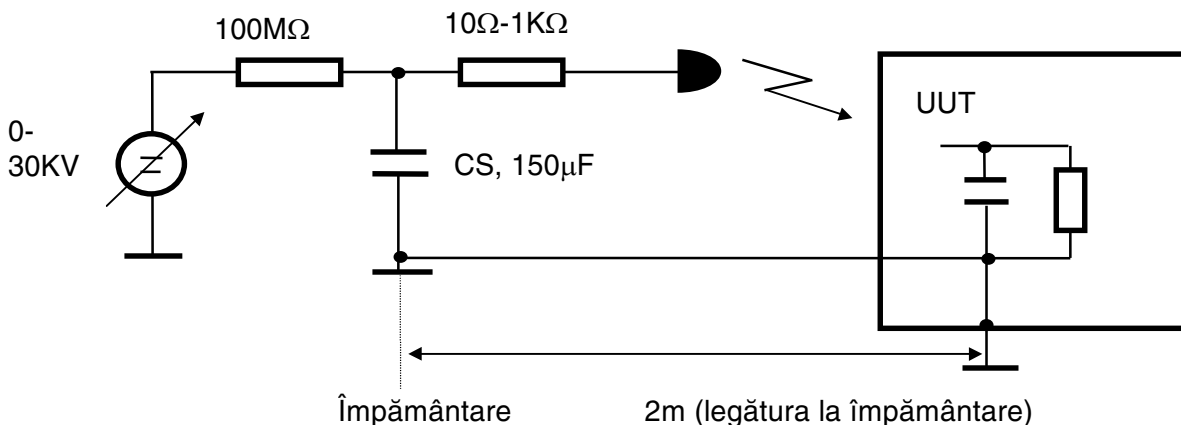


Figura 5.33

Se definesc mai multe grade de severitate:

1- U=2kV    2- U=4kV    3- U=8kV    4- U=12kV

IEC 801-2 solicită testarea aparatelor la descărcări în rafale, cu caracteristicile din figura 5.34:

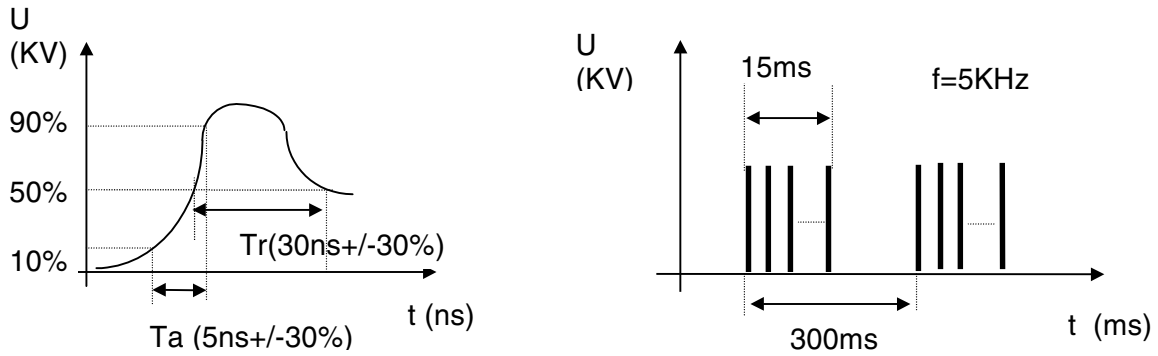


Figura 5.34

Tensiunea de test este mai mică, astfel:

1-  $U=0,5\text{kV}$    2-  $U=1\text{kV}$    3-  $U=2\text{kV}$    4-  $U=4\text{kV}$

Există o mare varietate de a aplica descărcarea, din care cea mai utilizată este cu un pistol special.

### Măsurarea susceptibilității la impulsuri NEMP

Un impuls NEMP are forma din figura 5.35:

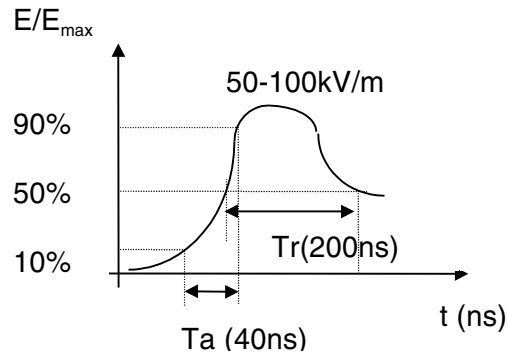


Figura 5.35

Un impuls NEMP este un impuls foarte scurt, de ordinul sutelor de ns, iar amplitudinea de ordinul MV. Testele la susceptibilitate se fac de regulă în domeniul militar, în aviație și în tehnica spațială. O incintă pentru testarea susceptibilității la NEMP este arătată în figura 5.36:

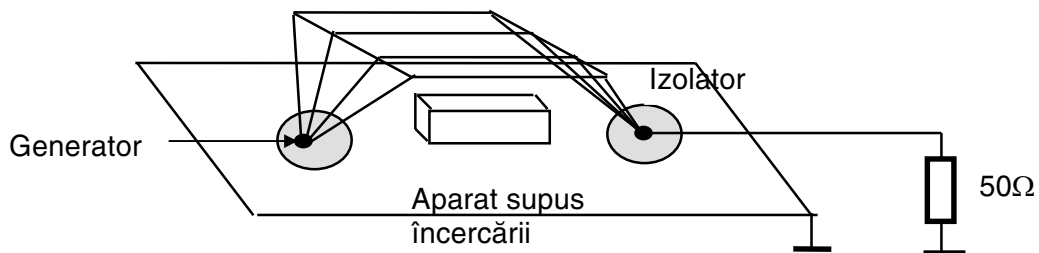


Figura 5.36

Incintele de uz militar sunt de mari dimensiuni, pentru testarea vehiculelor, tancurilor și avioanelor. Mai nou însă, chiar și uzinele Volkswagen intenționează să încerce aparatura electrică a autoturismelor și la impulsuri NEMP.

### Teste de susceptibilitate pentru plachetele echipate

În articolul "Störfestigkeitsuntersuchungen an Printed Circuit Boards" de E. Sauer (\*UMS95) se descriu testele care se pot aplica plăcilor imprimate.

Testarea se poate face într-o incintă TEM, unde se asigură un câmp de 3V/m sau într-o cameră absorbantă. Schema de testare în cameră anecoidă este dată în figura 5.37:

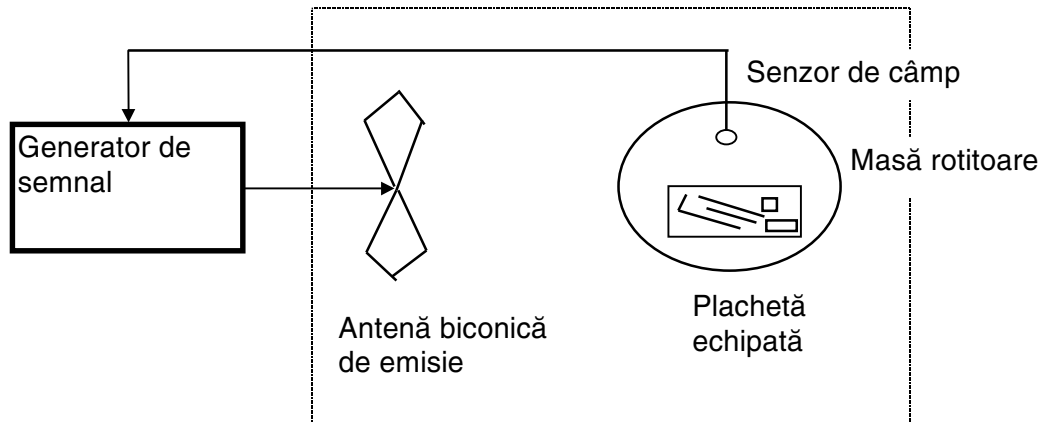


Figura 5.37

De exemplu la un câmp de 3V/m, la o placă cu un amplificator de instrumentație, cu cele două intrări de lungime 350 mm și respectiv 180 mm, traseu cu lățimea de 1 mm, la ieșirea amplificatorului apare un semnal de ordinul a 2V în gama de frecvențe de trecere a AO. Testarea se face în gama 9KHz-1GHz.

Testarea în câmp magnetic se afce cu 2 antene la 30 mm de placă, în gama 30MHz-1GHz.

Se mai pot face teste cu semnale speciale care sunt frecvente în atmosferă, așa cum este un semnal GSM (Groupe Special Mobile), cu modulație MSK (BOR95).

Testarea cu impulsuri de înaltă tensiune în salvă se face conform figurii 5.38:

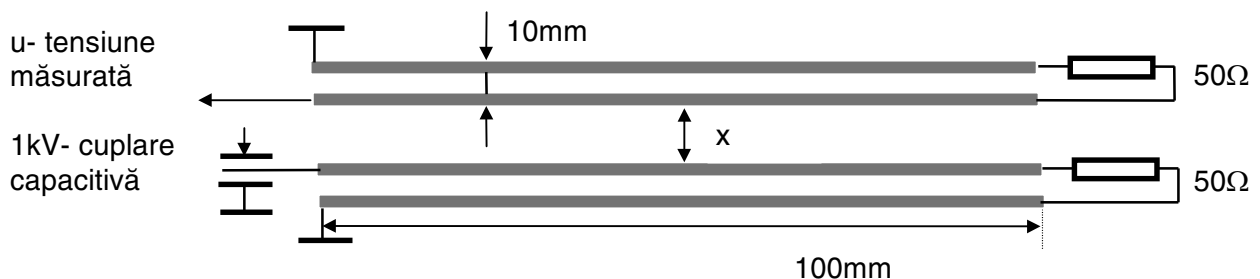


Figura 5.38

De exemplu, cu valorile din figura 38 s-au obținut tensiuni de ordinul a 20V pentru  $x=3\text{mm}$ , 15V pentru  $x=5\text{mm}$ , 10V pentru  $x=10\text{mm}$  și 5V pentru  $x=25\text{mm}$ .

Aceste teste pot fi făcute pentru trasee pe aceeași parte a plăcii sau pentru trasee pe 2 fețe diferite.

## 5.7. Măsurarea mijloacelor de atenuare a perturbațiilor

Se pot măsura caracteristicile de atenuare pentru filtre, ecrane, carcase, camere de măsură etc.

### Măsurarea atenuării ecranului cablurilor

Măsurarea atenuării pentru câmpuri magnetice (funcție de frecvență) constă în determinarea impedanței de cuplaj (galvanic sau inductiv). Pentru că un câmp magnetic perturbator este creat de un curent, testarea se face injectând un curent  $I_p$ . Cu notațiile din figura 5.39, impedanța de cuplaj este:

$$\underline{Z}_L(\omega) = \frac{\underline{U}_p(\omega)}{\underline{I}_p(\omega)} \quad (5.9)$$

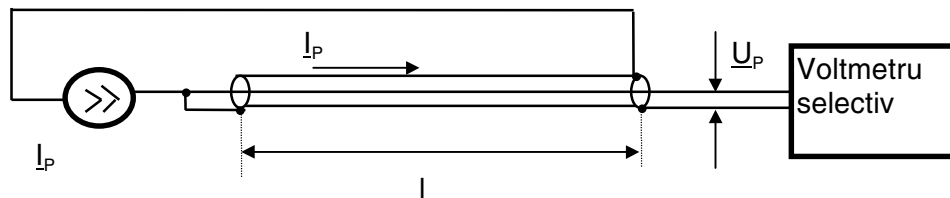


Figura 5.39

Măsurarea atenuării pentru câmpuri electrice quasistatice se face aplicând un câmp electric perturbator prin intermediul unui ecran cilindric exterior, pe care se aplică tensiunea  $U_p$ . Apare capacitatea  $C$  prin ecranul cablului. Se definește admitanța de transfer ca:

$$\underline{Y}_T(\omega) = \frac{\underline{I}(\omega)}{\underline{U}_p(\omega)} \cong j\omega C \quad (5.10)$$

Montajul pentru măsurare este dat în figura 5.40:

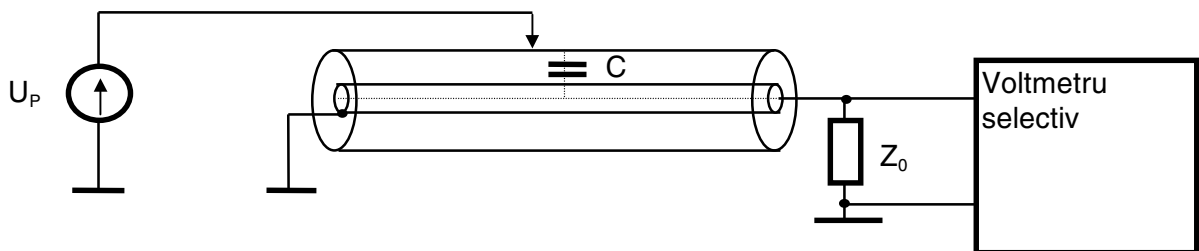


Figura 5.40

Atât impedanța de cuplaj pentru câmpuri magnetice cât și admitanța de transfer pentru câmpuri electrice se dau pe unitate de lungime.

Măsurarea atenuării la câmp radiat se face pe baza principiului de **reciprocitate** care afirmă că atenuarea câmpului radiat din exterior este aceeași cu cea a câmpului radiat din interior spre exterior. Se măsoară astfel câmpul radiat în exterior, ca în figura 5.41:

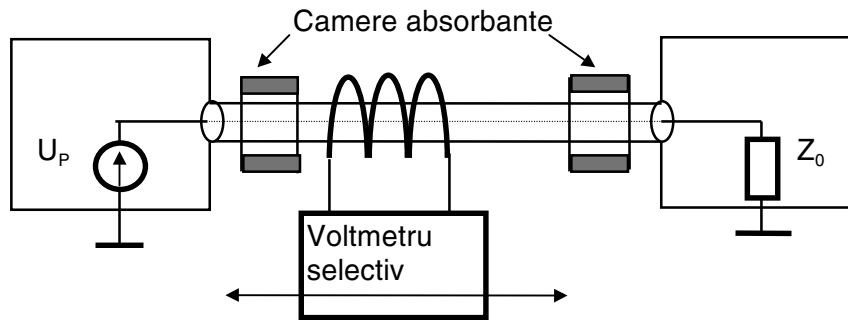


Figura 5.41

### Măsurarea atenuării pentru carcuse și incinte ecranate

Se face o măsurare fără ecran și una cu ecran, cu antene conform domeniilor de frecvență. Atenuarea va fi  $a = a_0 - a_E$ , diferența atenuărilor fără ecran (a) și cu ecran (b), figura 5.42:

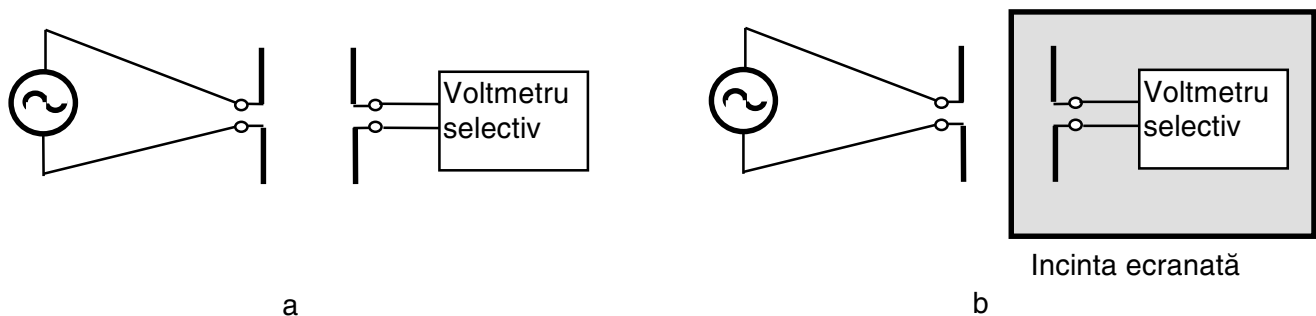


Figura 5.42

Pentru incintele mari, cum ar fi camerele absorbante se folosește o metodă punctuală aplicată la un perete cu un emițător în exterior, un receptor în exterior și un receptor în interior, ca în figura 5.43:

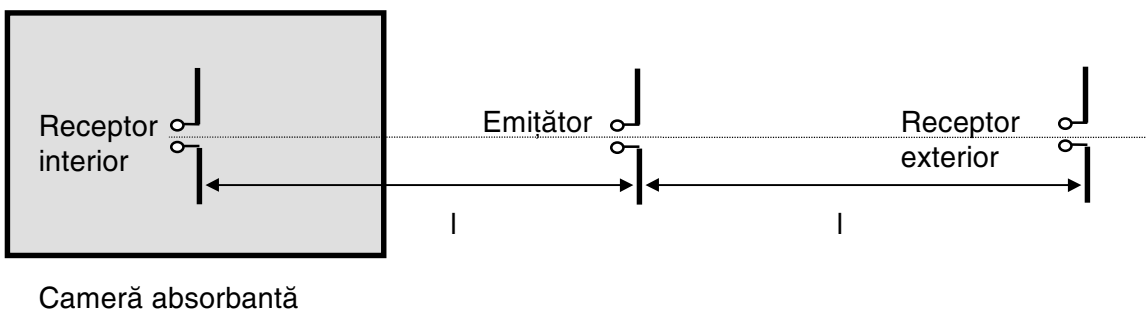


Figura 5.43

### Măsurarea atenuării intrinsece pentru materiale

Această atenuare nu depinde de dimensiunile geometrice și se face în incinte TEM. În incinta TEM (cu unde ElectroMagnetice Transversale) există volume în care vectorii  $E$  și  $H$  sunt perpendiculari, cu o direcție cunoscută. Forma unei astfel de incinte (incinta TEM Crawford) este dată în figura 5.44:

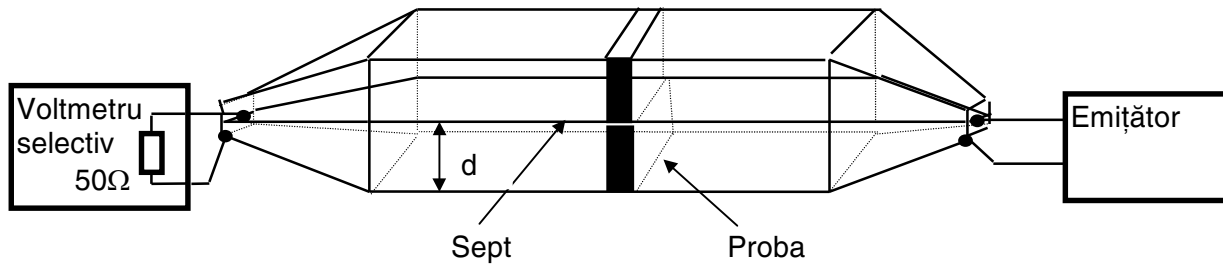


Figura 5.44

Intensitatea câmpului electric este  $E=U/d$ ,  $U$  fiind tensiunea de ieșire a emițătorului. Se pot atinge intensități ale câmpului între 100-500V/m. Incinta poate fi folosită până la frecvențe de ordinul 500MHz. Pentru simularea câmpului într-o astfel de incintă se pot folosi programele MAFIA și CONCEPT (Germania, 1997). Aceste programe, unul folosind metoda diferențelor finite și altul metoda momentelor, au ca date de intrare dimensiunile geometrice ale incintei, furnizând la ieșire direcția vectorilor  $E$  și  $H$  în întreaga incintă. Rularea durează mult pe PC, de aceea programele se rulează pe stații grafice cu procesoare RISC.

O parte a energiei emise se reflectă, o parte se absoarbe în probă și o parte este recepționată de voltmetrul selectiv. Pentru măsurarea atenuării introduse de probă se măsoară câmpul fără probă și cu probă, în toată gama de frecvențe.

O metodă asemănătoare, dar cu precizie mai ridicată necesită 2 incinte TEM cuplate electromagnetic, ca în figura 5.45:

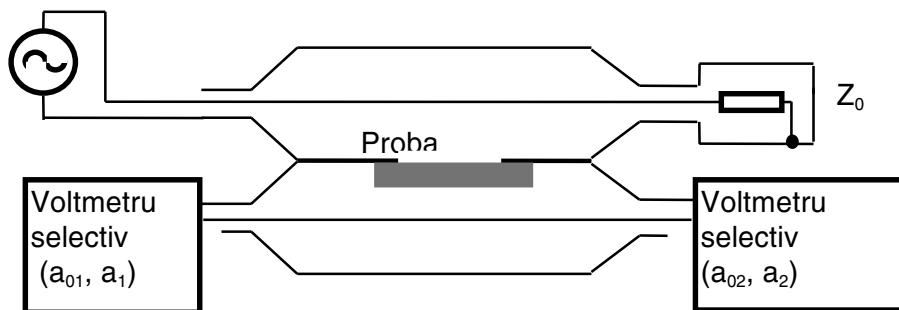


Figura 5.45

Se măsoară câmpul fără probă și se obțin atenuările  $a_{01}$  și  $a_{02}$  și cu probă,  $a_1$  și  $a_2$ . Media acestor valori este mai exactă decât valoarea determinată în figura 5.44.

La precizii mici se poate folosi incinta cu 2 camere. Proba se introduce între 2 dipoli electrici sau magnetici, într-o incintă izolată (SCH96).

### Atenuarea prin reflexie a unui perete absorbant

Profitând de proprietatea cuplorului direcțional de a furniza un semnal proporțional cu diferența între câmpul radiat și cel reflectat, se poate măsura coeficientul de reflexie al unui perete absorbant ca în figura 5.46:

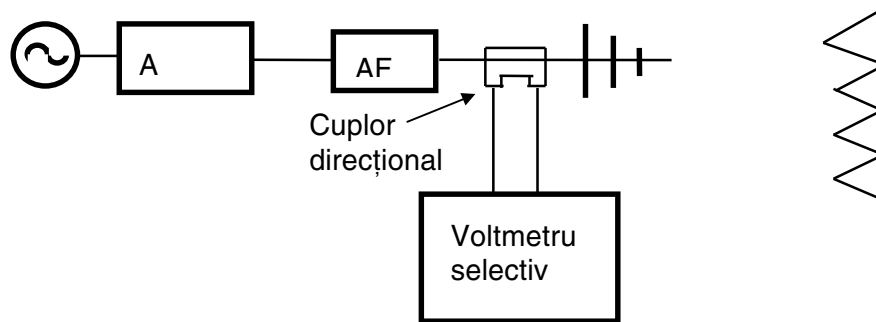


Figura 5.46

### Măsurarea atenuării pentru filtre de rețea

Măsurarea atenuării filtrelor de rețea se face în 3 moduri, arătate în figura 5.47:

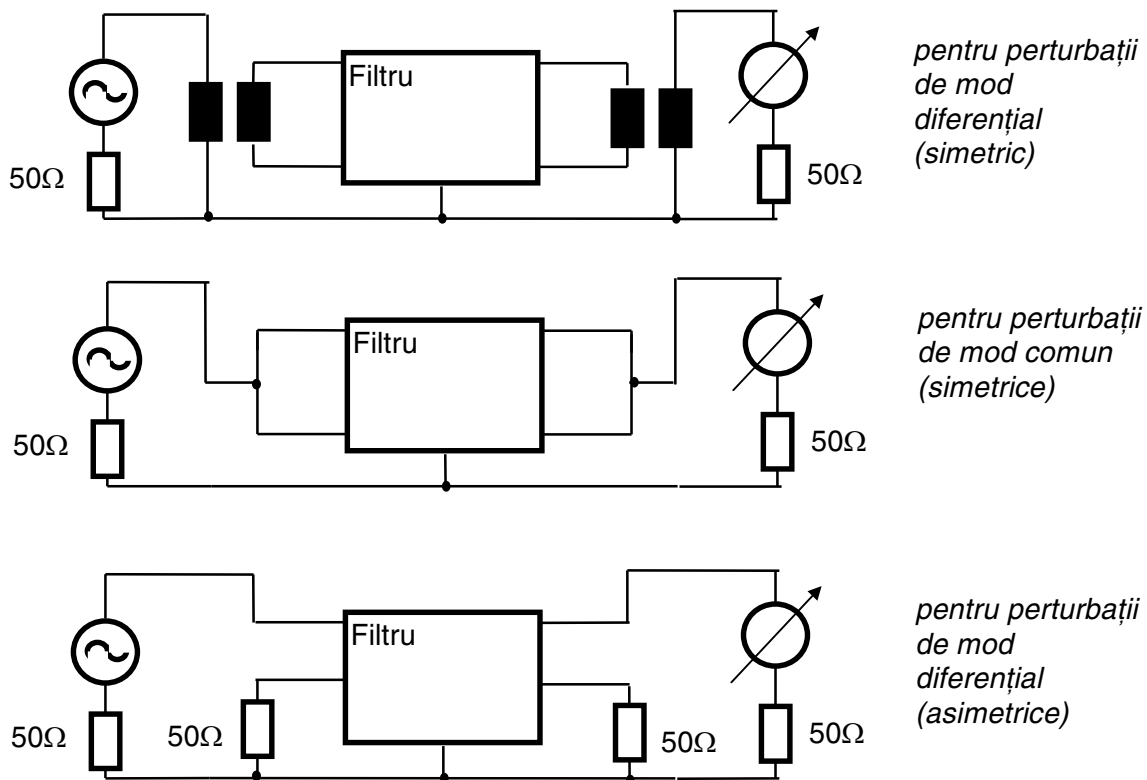


Figura 5.47

## 5.8. Măsurări automate

Măsurările automate se fac etapizat, astfel (GOP95):

-Pre-măsurarea dă un tablou general al spectrului perturbației. Se poate face prin detecția amplitudinii maxime, în tot spectrul.

-Culegerea de date- se stochează doar frecvențele critice sau domeniile de frecvență în care perturbația este mare (sau marginea de imunitate este mică).

-Măsurarea finală- se face doar în domeniile critice de frecvență.

O schemă bloc pentru măsurarea câmpului radiat este dată în figura 5.48:

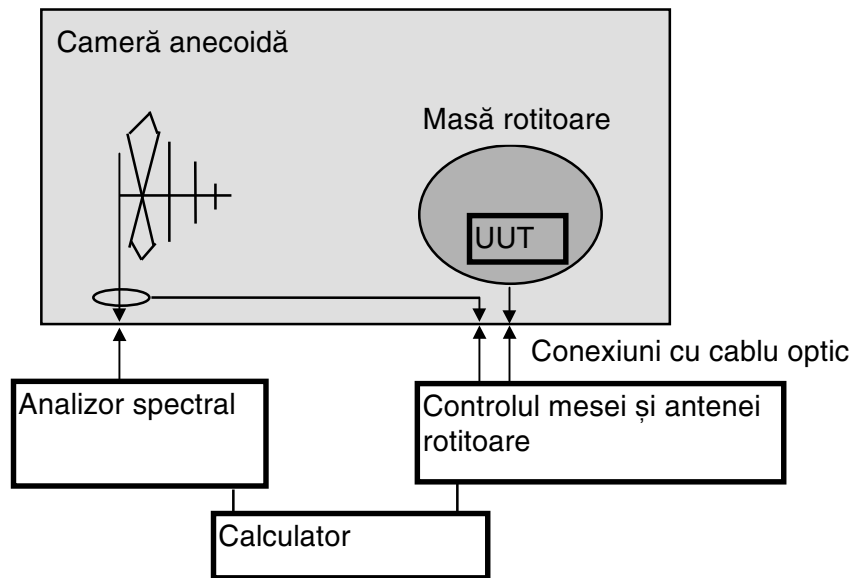


Figura 5.48

Schema bloc pentru determinarea susceptibilității la câmp radiat (după IEC 1000) este dată în figura 5.49:

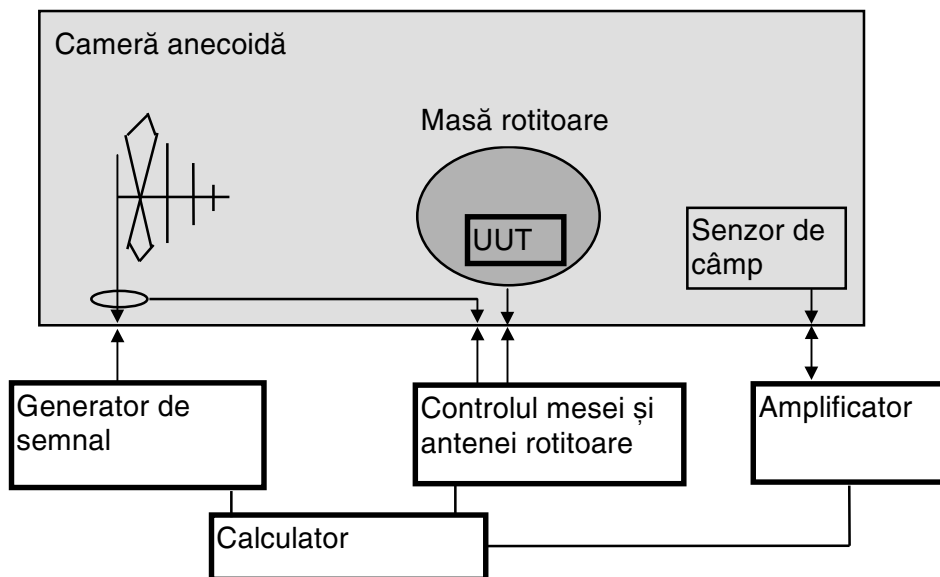


Figura 5.49

La măsurarea susceptibilității nu este nevoie de schimbarea unghiului de măsurare. Generatorul de semnal este în gama 30-1000 MHz, cu amplificator de putere 25-200W pentru sisteme mici, realizând o intensitate a câmpului de 3-10V/m și cu amplificator de 1-10kW pentru a realiza 30-200V/m.

Măsurarea automată a susceptibilității aparatelor la perturbații conduse prin rețea se poate face ca în figura 5.50: (GER98)

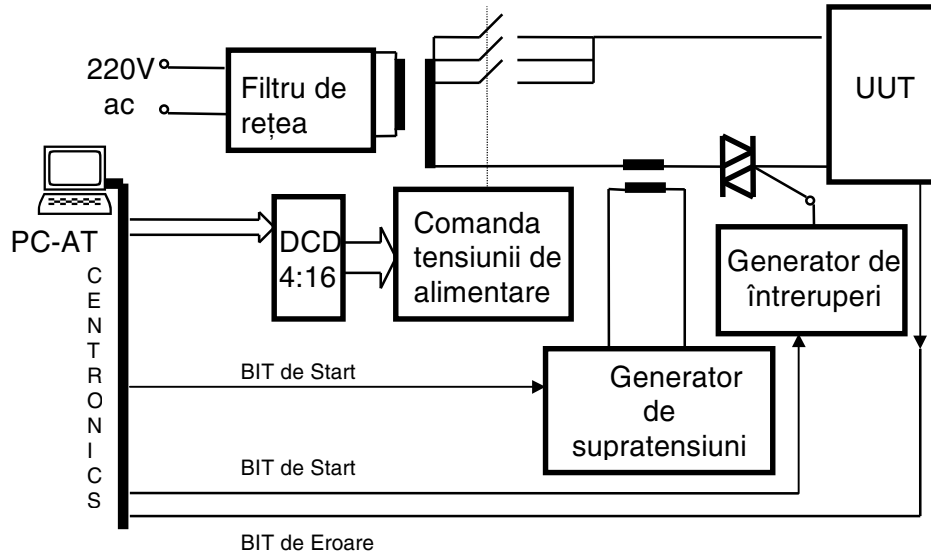


Figura 5.50

Calculatorul coordonator stabilește secvența de test prin interfața paralelă CENTRONICS. Se pot genera:

- variații în trepte ale valorii efective ale tensiunii de alimentare
- întreruperi singulare și salve de întreruperi
- supratensiuni singulare și salve de supratensiuni

Standul de test poate lucra în două regimuri:

- verificarea susceptibilității, care se realizează aplicând perturbații conform normelor în vigoare (EN61000/1994, IEC555, IEC1000, DIN VDE 0160, 0838, 0839);
- măsurarea susceptibilității, care se realizează aplicând perturbații crescătoare, până la limita la care aparatul nu mai funcționează corect, semnalizată de semnalul de Eroare.

## 8.Aspecte și probleme EMC

### 8.1.Calitatea sistemelor PC AT și EMI

La asigurarea bunei funcționări a calculatoarelor concură foarte mulți factori. Firme de renume au ca și scop asigurarea calității calculatoarelor. Mulți cercetători și-au propus să studieze teoretic erorile și să găsească mijloace de reducere a lor. Este suficient să se răsfoiască colecția "IEEE Transaction on Computer" pentru a realiza importanța domeniului și forța tehnico- științifică angrenată în acest domeniu.

Buna funcționare a aparatelor electrice se asigură în mai multe faze:

- faza de proiectare
- faza de fabricare, prin controlul final realizat de producător
- faza de aprobare pentru comercializarea pe diferite piețe
- faza de utilizare

Majoritatea lucrărilor din "IEEE Transaction on Computer" abordează prima fază. Pentru a doua fază se construiesc sisteme de test și diagnostic sofisticate, de către firme specializate. De exemplu putem cita firma SCHLUMBERGER. Câteva din principiile testării sunt trecute în revistă în mai multe articole din (\*TEST89), iar particularități ale testării în domeniul militar în (WITT89). Se poate cita în acest domeniu și o lucrare apărută la noi în 1989, (VLAD89). Firma Fluke Philips anunță seria 9400 de analizoare de defecte, apoi seria 9110, care detectează un procent de 80% din defectele plachetei.(\*TBS92), (\*TMN92). În țară, colectivul IPA Cluj a făcut primii pași în construirea unor teste automate, descrise de exemplu în teza de doctorat (PIT94).

În faza de aprobare, există instituții specializate care aplică sistemului studiat o gamă largă de teste pentru a verifica sistemul din punct de vedere calitativ. Domeniul care rămâne mai puțin acoperit este asigurarea bunei funcționări în timpul utilizării, în situații în care susceptibilitatea la perturbații a sistemului scade sau nivelul de perturbații crește peste limita admisă de fabricant.

Cauzele care pot produce nesiguranța în funcționare pot fi de natură hardware sau software. Diferența dintre aceste cauze este atât de mare încât este imposibil de abordat într-o tratare unitară (efectele fiind totuși foarte asemănătoare).

O mare parte a defectelor sistemelor PC AT sunt cauzate de interferența electromagnetică (EMI). Indicatorii de fiabilitate reflectă pe lângă calitatea intrinsecă a echipamentului și susceptibilitatea lui la EMI. Una din măsurile pentru mărirea siguranței în funcționare este redundanța.

Calitatea sistemelor PC AT este importantă pentru toți utilizatorii dar este esențială în aplicații speciale, cum ar fi în domeniul financiar-bancar, militar etc.

**Calitatea** este definită de standardul ISO 8402/1995, adoptat și în România, ca un ansamblu de caracteristici ale unei entități care îi conferă acesteia aptitudinea de a satisface necesități exprimate și implicite.

Pentru descrieri generale ale calității în termeni noncantitativi se folosește termenul de **dependabilitate**, utilizat pentru descrierea disponibilității și a factorilor care o influențează: fiabilitatea și mentenabilitatea.

Fiabilitatea  $R(t)$  în sens cantitativ (GEB84) este probabilitatea ca sistemul să-și îndeplinească corect funcțiunile prevăzute pe o durată de timp dată, în condiții de exploatare specificate. Un indicator sugestiv al fiabilității este media timpilor de bună funcționare MTBF, definită ca:

$$MTBF = \frac{\sum_{i=1}^{N_0} t_i}{N_0} \quad (8.1)$$

$t_i$  - durata de funcționare a unui element  $i$  din populația statistică  $N_0$

$N_0$  - populația statistică

**Mentenabilitatea** este capacitatea unui produs de a fi menținut sau restabilit (repus în funcțiune) la starea de funcționare. Un indicator al mentenabilității este media timpilor de reparație, MTR:

$$MTR = \frac{\sum_{i=1}^r t_i}{r} \quad (8.2)$$

r - numărul de defecte

$t_i$  - timpul afectat fiecărei repunerii în funcțiune

Din punct de vedere al mentenabilității, produsele se împart:

- produse cu funcție unică (simplă), la care prima defectare constituie și finalul duratei lor de viață. Elementele din structura calculatorului cu funcție unică sunt: placa de bază, memoria, unitatea de disc flexibil, unitatea de hard disc, cuplorul MIO.

- produse cu funcție repetată (cu reînnoire, restabilire), cum sunt sursa, tastatura, monitorul, imprimanta, cuplorul VGA etc.

Tendința tehnologică este integrarea cât mai largă a plăcilor, ceea ce a dus în ultimii ani (și evoluează încă) la migrarea elementelor din categoria celor cu restabilire în categoria celor cu funcție unică. Această tendință are ca și urmare micșorarea cheltuielilor de mentenanță. Asociat cu scăderea continuă a prețurilor elementelor calculatorului, bazată pe integrarea mai largă, se poate aprecia că pentru menținerea în funcțiune a unui calculator ca și sistem costurile mentenanței scad, chiar prin schimbarea elementelor cu funcție unică din structura lui.

În general, subansamblele cu funcție unică și MTBF mic au o pondere mică în structura calculatorului (placa MIO de exemplu), iar cele cu pondere mare în preț (hard discul de exemplu) are un MTBF mare.

**Disponibilitatea** reprezintă capacitatea unui produs de a-și îndeplini funcția specifică sub aspectele combinate de fiabilitate și mentenabilitate, într-un interval de timp specificat. Se definește coeficientul de disponibilitate  $K_D$ :

$$K_D = \frac{MTBF}{MTBF + MTR} \quad (8.3)$$

Observație: pe perioada de viață a echipamentelor PC AT, prin excluderea perioadei de început când se manifestă viciile ascunse și a perioadei finale când apare uzura, se poate considera o distribuție exponențială a defectărilor.

**Defectul** este nesatisfacerea unei condiții sau a unei așteptări rezonabile referitoare la o utilizare prevăzută, inclusiv de securitate.

Funcționarea în regim de **securitate** este o funcționare în care riscul de vătămare (a persoanelor) sau de deteriorare (inclusiv a datelor) este limitat la un nivel acceptabil.

Un sistem PC AT poate fi privit ca format din componente, având o schemă de fiabilitate tip serie. În majoritatea cazurilor practice defectările componentelor sunt independente, ceea ce susține ipoteza schemei de tip serie. La o schemă de tip serie fiabilitatea sistemului  $R_S(t)$  este:

$$R_S(t) = \prod_{i=1}^n R_i(t) \quad (8.4)$$

În ipoteza distribuției exponențiale a defectelor, MTBF pentru sistem va fi:

$$\frac{1}{MTBF_S} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{MTBF_i} \quad (8.5)$$

$MTBF_S$  este mai mic decât MTBF pentru fiecare subansamblu.

Rezultatele obținute pentru MTBF în urma unui studiu statistic asupra unei populații de 100 de sisteme PC AT timp de 4 ani sunt comparate în figura 8.1 cu datele de catalog. Se observă că datele experimentale dau un MTBF mai mare decât cel previzionat, ceea ce era de așteptat deoarece datele previzionate sunt de obicei pesimiste.

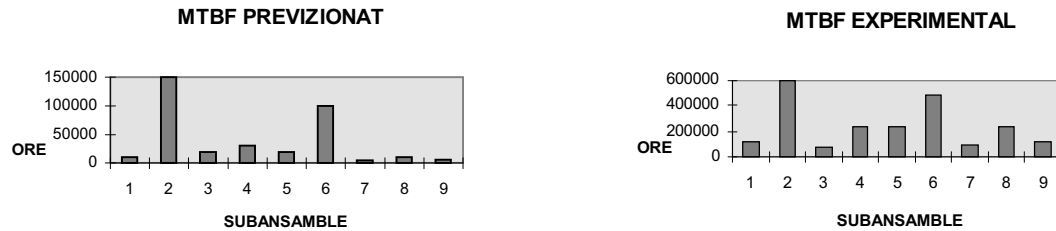
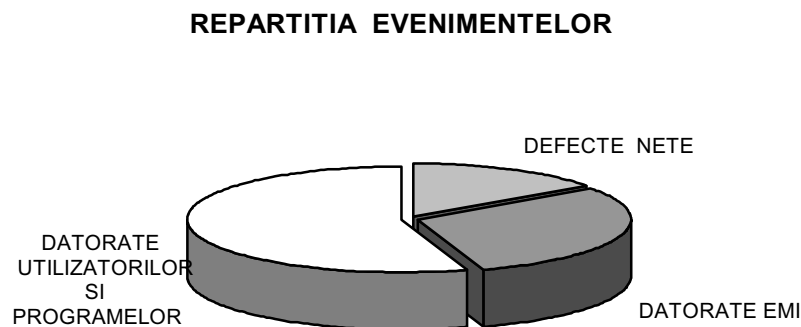


Figura 8.1

Subansamblele sunt după cum urmează: 1- sursa, 2- placa de bază și memoria, 3- placa I/O, 4- placa VGA, 5- unitatea de disc flexibil, 6- unitatea de hard disc, 7- tastatura, 8- monitorul, 9- imprimanta.

Un aspect de importanță majoră rezultat din urmărirea sistemelor a fost tipul evenimentelor apărute și repartiția lor procentuală, figura 8.2:

Figura 8.2



Ponderea cea mai mare o au evenimentele apărute datorită utilizării incorecte a calculatorului, programelor insuficient puse la punct, configurărilor incorecte, programelor virus, erorilor operatorilor. Ponderea acestor evenimente este în scădere, pe măsură ce crește pregătirea operatorilor.

O pondere îngrijorătoare o au evenimentele datorate interferenței electromagnetice (EMI), care dau un gen de defecte numite aleatoare sau intermitente, greu de diagnosticat și eliminat. Cauza principală a acestor evenimente este rețeaua industrială de curent alternativ și împământarea. Se impune din acest motiv un studiu adecvat al acestor defecte. Defectele nete au o pondere mică datorită MTBF-ului mare al componentelor.

Încercarea de determinare a fiabilității are drept scop stabilirea valorii unor indicatori de fiabilitate pentru un produs nou, indicatorii fiind informativi. Încercarea de conformitate are drept scop stabilirea dacă valoarea unor indicatori de fiabilitate este conformă cu valoarea prescrisă.

Încercările pot fi:

-în condiții de exploatare

-încercarea de anduranță, produsul funcționează în condiții speciale de exploatare, la solicitări maxime

-încercarea la oboseală sau accelerată în care solicitările sunt peste limita maximă

-încercarea în trepte, în care produsul este supus unor creșteri ale nivelului de solicitare, pe diferite perioade de timp.

Pentru sistemele PC AT fabricanții aplică un test numit "Burn In", de funcționare în regim de exploatare timp de 24 sau 48 de ore. În (MIT90) se arată că un mare număr de echipamente testate astfel nu îndeplinesc condițiile de calitate solicitate, de exemplu cele referitoare la compatibilitatea electromagnetică (EMC). Pentru aplicații speciale testarea în regim de exploatare nu este suficientă, se impune o testare prin încercări accelerate.

Sistemul PC AT are din punctul de vedere al securității în funcționare 2 elemente esențiale și totodată sensibile. Unul este sursa de alimentare deoarece prin ea se pot propaga perturbațiile de la rețeaua de alimentare spre unitatea centrală. Celălalt este hard discul deoarece este singurul subansamblu a cărui defectare poate duce la pierderea informațiilor.

În (OGR94c) și (OGR96) se arată o metodă de testare automată a surselor de alimentare într-un regim de încercări de anduranță. Sursa de alimentare supusă testului este încercată la variația tensiunii de alimentare, a sarcinii și a temperaturii, în cicluri succesive. Testul este condus de un calculator. Schema bloc a sistemului de testare este dat în figura 8.3:

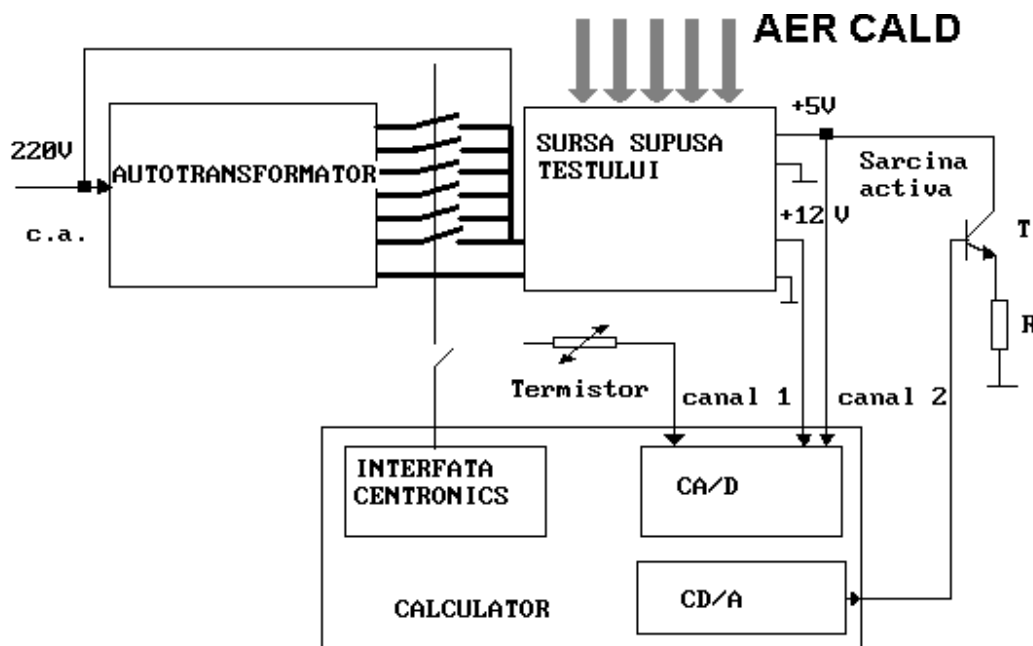


Figura 8.3

Prin interfața CENTRONICS calculatorul comută diferite tensiuni de alimentare la intrarea sursei printr-un autotransformator. Sarcina este modificată de la zero la încărcare maximă printr-un canal Digital/ Analogic al unei plăci de achiziții de date. Temperatura este modificată cu aer cald produs de un ventilator și o rezistență de încălzire comandate tot prin interfața CENTRONICS. Tensiunile de ieșire sunt urmărite cu două canale Analog/ Digitale ale plăcii de achiziție. Calculatorul conduce acest test în întregime, desenând curbele de variație ale tensiunii de ieșire funcție de tensiunea de intrare, sarcină și temperatură.

## Redundanța protectivă

Realizarea **redundanței protective hardware** constă în adăugarea unor componente sau subansamble al căror rol pentru sistemul care funcționează corect este nesemnificativ, dar care în momentul apariției unui defect restabilesc funcționarea corectă (CAT89). Redundanța protectivă poate fi statică, dinamică sau hibridă.

La **redundanța protectivă statică**, numită și de mascare, defectele sunt mascate în cadrul modulului, astfel ale nu mai apar la ieșire. Cazul tipic este adăugarea de module suplimentare care preiau sarcina modulului defect. Cantitatea de hard necesară este cel puțin dublă față de cel în lipsa protecției.

Ca exemplu, în figura 8.4a se arată redundanța triplu modulară. Toate 3 modulele sunt sub tensiune, dacă se defectează unul, acesta este mascat.

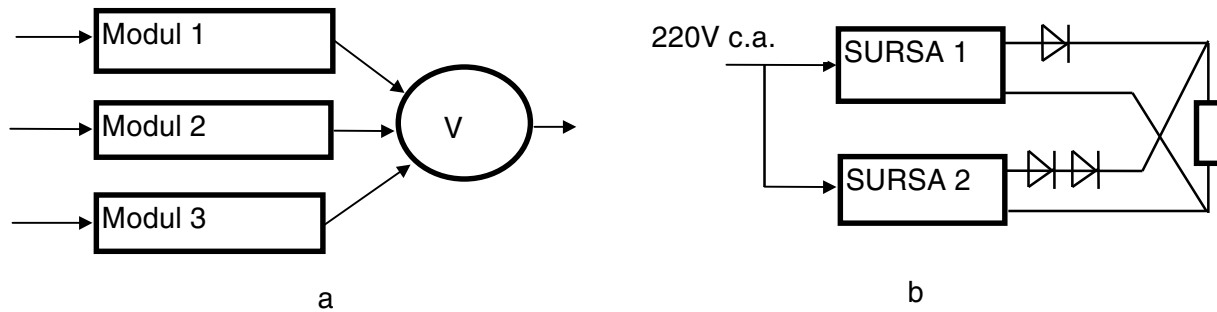


Figura 8.4

V este un circuit de votare majoritară. O aplicație practică este arătată în figura 8.4b, o sursă de alimentare dublă, la care defectarea uneia dintre surse nu are ca efect anularea tensiunii pe sarcină. Ambele surse sunt alimentate tot timpul. Diodele se pun pentru ca sursele să nu debiteze curent una în cealaltă și la defectarea uneia să nu se blocheze ieșirea celeilalte.

**Redundanța protectivă dinamică** implică un sistem de detectare a secvenței eronate la ieșirea unui modul și conectarea altui modul aflat în stare de așteptare. De exemplu eroarea de paritate la memorie este încadrată la acest tip de redundanță, dacă apariția ei comută o memorie aflată în așteptare. Modulele aflate în stare de așteptare pot să nu fie alimentate. Un mediu de calcul multiprocesor este potrivit pentru o asemenea implementare.

O combinație a celor două tipuri de redundanță realizează **redundanța protectivă hibridă**.

La apariția unei erori (defectarea unui modul) circuitul de votare majoritar maschează eroarea. Un semnal de reacție arată care dintre module a dat un răspuns eronat și circuitul de comutare îl scoate din circuit prin invalidare, figura 8.5:

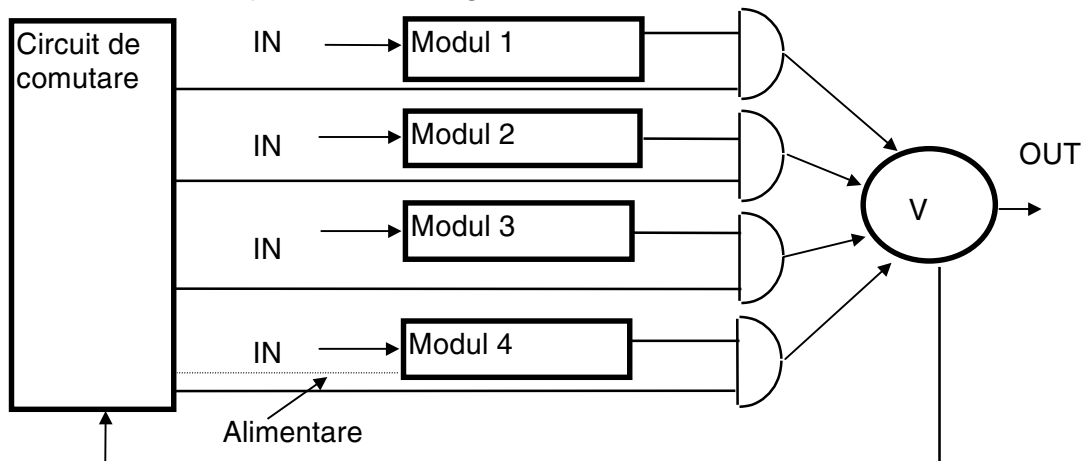


Figura 8.5

Ținând cont de importanța domeniului, există un congres internațional în acest domeniu, "International Symposium on Fault Tolerant Computers".

În cercetarea statistică efectuată a fost realizată o redundanță protectivă la cele două puncte importante ale sistemului PC AT și anume au fost cuplate două surse în paralel cu separare cu diode și două hard discuri. Cuplarea celor două surse în paralel nu mărește imunitatea sistemului la perturbațiile conduse prin rețeaua de alimentare, din acest punct de vedere fiind mai favorabilă utilizarea unei surse neîntreruptibile. Defectarea sursei nu duce în mod normal la pierderea informației, de aceea adăugarea redundantă a unei surse nu este utilă.

În locuri unde era importantă integritatea datelor s-a cuplat cel de al doilea hard disc în paralel cu primul, astfel încât ceea ce se scrie pe primul hard disc se scrie automat și pe al doilea, care se montează READ ONLY și care poate servi la reluarea lucrului în cazul defectării primului hard disc. Teoretic MTBF se îmbunătățește doar cu aproximativ 5%, dar este important că probabilitatea de pierdere a datelor devine foarte mică. Pe perioada de urmărire nu s-a înregistrat nici o pierdere de date, dar acest fapt este nesemnificativ din cauza perioadei scurte de urmărire.

Pentru a obține rezultate semnificative s-a recurs la încercări accelerate prin generarea de întreruperi scurte în tensiunea de alimentare a sistemului cu instalația descrisă în capitolul 5.

## Concluzii

O pondere mare în totalul defectelor o au defectele aleatoare (intermitente) care sunt cauzate în principal de EMI. În aceste cazuri repunerea în funcțiune este mai dificilă, ea poate dura un timp mai îndelungat până sunt detectate cauzele defecțiunii și poate implica refaceri multiple ale informației.

În lucrarea (LAS88) s-au făcut determinări asupra unor calculatoare din clasa PDP 10/03. Astfel s-a determinat MTBF pentru componentele sistemului, apoi s-a calculat MTBF pentru sistem. Încercările efectuate au dus la un MTBF între 800-1600 ore, neținând seama de defectele intermitente. Dacă s-a ținut seama de defectele intermitente, valoarea MTBF a scăzut până la 44 de ore. Și în (ANS96) se descrie un studiu efectuat asupra unei rețele de calculatoare SUN-05, cu rezultate asemănătoare.

În lucrarea (GEB84), în capitolul 2 se abordează de asemenea problema redundanței protective statice cu circuite de votare dinamice și hibride. Sunt date și exemple de sisteme de calcul tolerante la erori. Este interesant principiul de bază al arhitecturii acestor sisteme: "Defecțiunile trebuie să fie considerate întâmplări normale, care pot coexista cu întreaga gamă de operații normale, cum sunt: alocarea resurselor, interpretarea comenzilor utilizatorului etc."

O lucrare vastă care abordează mărirea siguranței în transferul și procesarea datelor prin introducerea și procesarea unor informații redundante este (CRI93). Se precizează că un factor determinant în fiabilitatea sistemelor digitale îl au defecțiunile cu mod de manifestare tranzitoriu sau intermitent. Detecția acestor tipuri de erori presupune verificarea sistemului în timp real. Procedeele de creștere a fiabilității sunt specifice celor trei faze de realizare a unui produs: proiectarea logică, proiectarea tehnologică și realizarea constructivă. După realizarea constructivă sistemul se supune testului final de tip "burn-in". În faza de proiectare fiabilitatea sistemului poate fi mărită prin evitarea defectării sistemului respectiv prin toleranța la defectări. Scopul tezei (CRI93) este să propună o soluție originală pentru realizarea unui procesor cu autoverificare, ca element de bază în dezvoltarea unui sistem tolerant la defectări, deci abordează mărirea fiabilității sistemului în faza de proiectare logică. În acest scop lucrarea prezintă problematica utilizării redundanței informaționale la detecția și corecția erorilor, în particular realizarea controlului transferului de date și operațiilor aritmetice și logice pe baza codurilor cu resturi. Se detaliază apoi o metodă originală de a organiza și controla fluxul informațional prin semnături și o structură care poate realiza acest control în timp real.

Poate fi amintit un exemplu de defectare datorită EMI în 13 iunie 1995 când la Brașov a izbucnit o furtună deosebit de puternică, însoțită de descărcări electrice. Această furtună a produs pagube importante în rețelele de calculatoare care funcționau în acel moment. La Primăria Brașov de

exemplu au fost schimbate 5 plăci de rețea care s-au defectat prin mecanismul explicat în paragraful 3.4, figura 3.30.

## 8.2.Scurtcircuite. Siguranțe

Un scurtcircuit poate fi "depărtat", când limitarea curentului de scurtcircuit este realizată de impedanța rețelei, preponderent inductivă. Ponderea impedanței generatorului sincron este redusă, figura 8.6:

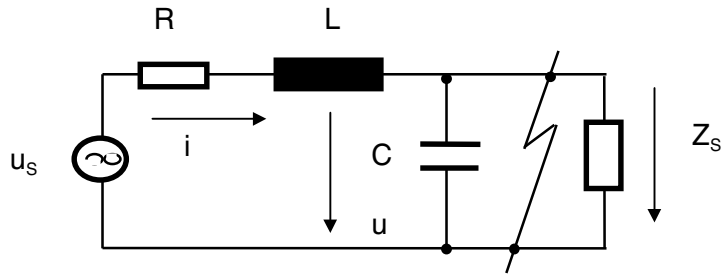


Figura 8.6

Curentul  $i$  se poate determina ca o soluție a unei ecuații diferențiale sau prin transformarea Laplace. Curentul  $i$  are un termen forțat  $i_1(t)$  și un termen liber  $i_2(t)$ .

$$i = i_1(t) + i_2(t) = i_1(t) + Ae^{-t/T} \quad (8.6)$$

Pentru o sursă de tensiune alternativă sinusoidală  $u_s$  termenul forțat are o variație sinusoidală, figura 8.7:

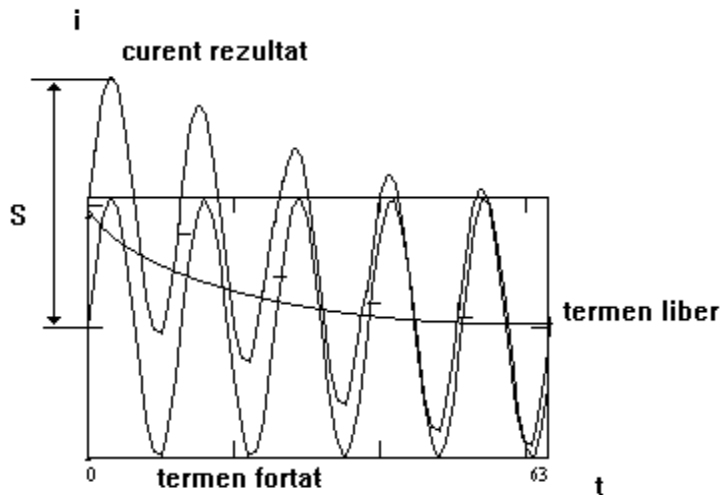


Figura 8.7

$S$  este amplitudinea maximă a curentului la scurtcircuit, numită amplitudine de șoc.

Un scurtcircuit poate fi "apropiat", adică la limitarea curentului o pondere importantă o are impedanța internă a generatorului sincron.

După deconectarea unui receptor, la bornele întreruptorului (siguranței) tensiunea tranzitorie are un caracter oscilant amortizat, datorită componentelor cu caracter inductiv și capacitiv, figura 8.6, graficul tensiunii  $u$  în timp fiind dat în figura 8.8:

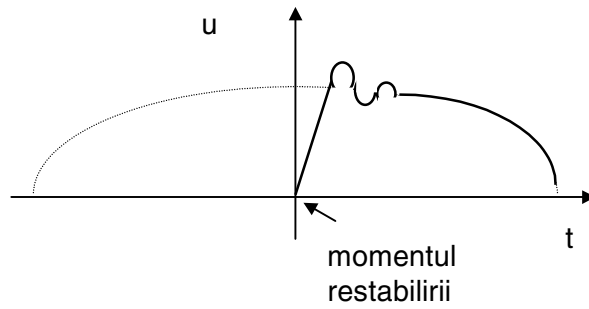


Figura 8.8

### Siguranțe fuzibile

Siguranța fuzibilă este un aparat de comutație al cărui rol este de a deschide un circuit parcurs de curent, a cărui intensitate depășește o valoare prescrisă, prin fuziunea unui element dimensionat în acest scop.

Procesul topirii elementului fuzibil este arătat în figura 8.9:

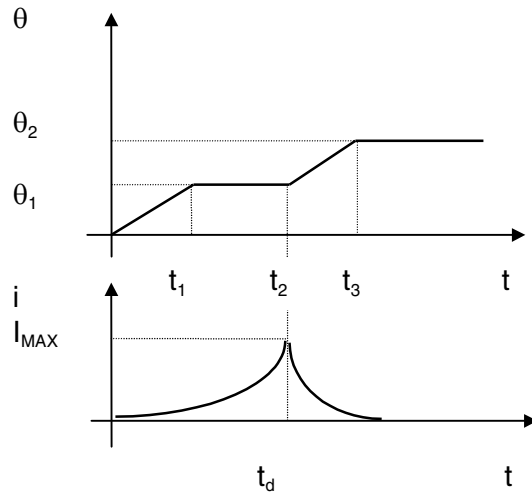


Figura 8.9

0-t<sub>1</sub> încălzirea firului la temperatura  $\theta_1$ .

t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub> topirea firului fuzibil, la o temperatură constantă.

t<sub>2</sub>-t<sub>3</sub> încălzire până la temperatura  $\theta_2$  cu vaporizare.

t<sub>3</sub> începutul unui arc electric care se stinge când tensiunea crește peste o anumită limită, numită de instabilitate a arcului.

Arcul electric apare după topirea firului fuzibil din mediul granulos (nisip de cuarț). Transferul de căldură are loc prin conducție termică.

t<sub>d</sub>- timp de deconectare

I<sub>max</sub>- valoare maximă a curentului de scurtcircuit.

Efectele EMC sunt determinate de I<sub>max</sub> și de t<sub>d</sub>, măsura acestor efecte fiind integrala Joule sau integrala de curent:

$$J = \int_0^{td} i^2 dt \quad (8.7)$$

Un grafic al timpului de fuziune funcție de curentul de scurtcircuit este dat în figura 8.10:

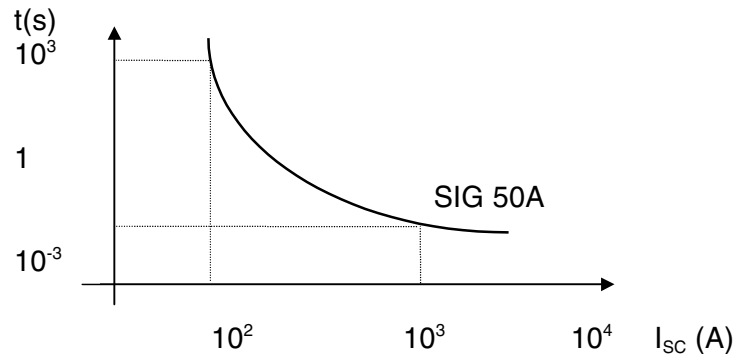


Figura 8.10

La un curent de 1000A timpul de deconectare este de zeci  $\mu$ s, iar la 100A timpul este de zeci de minute. Timpul de deconectare depinde de curentul de scurtcircuit.

Pentru efectele scurtcircuitelor este importantă cunoașterea impedanței rețelei,  $Z_R$ . Aceasta a fost măsurată experimental și este (ASS94):

$$Z_R = 0,1 + 0,25j$$

Impedanța rețelei este afectată de prezența unui element perturbator, și are o formă ca cea dată în (ASS94). Impedanța rețelei se măsoară prin măsurarea factorului de reflexie în timp sau în domeniul frecvență. Măsurarea se realizează cu ajutorul unor impulsuri injectate în rețea prin filtre trece sus de bandă largă. Măsurarea se face apoi cu filtre trece bandă cu diferite frecvențe de trecere. Pentru a reduce eroarea sistematică de măsurare se realizează o corecție în trei puncte, care constă în efectuarea măsurărilor în scurtcircuit, în gol și cu o impedanță cunoscută. Măsurătorile realizate într-o clădire arată că impedanța are partea reală între 0.1 ohmi și 1.2k $\Omega$  și partea imaginară între -300ohmi și 300 ohmi. Cuplarea unui mic consumator poate modifica impedanța cu până la 30%. Cuplarea la o distanță mai mare de 8m de la locul măsurătorii nu influențează impedanța rețelei. Impedanța măsurată a rețelei depinde de banda de frecvențe în care se măsoară.

## Efecte EMI

În mediul industrial, dar și în cel al utilizării casnice, o pondere mare în perturbațiile apărute o au defectele formei tensiunii rețelei, între care cele mai dese se consideră căderile scurte ale tensiunii. Se consideră că 90% din perturbațiile în funcționarea calculatoarelor se datorează unor defecte ale formei tensiunii de alimentare.

Unul dintre cele mai des întâlnite defecte este dispariția temporară sau atenuarea temporară a tensiunii. Se pot cita date statistice (OGR93b) care arată că frecvența de apariție a acestor defecte este destul de mare. Statistic, scăderile de tensiune scot un calculator din funcțiune de 62 de ori pe an. Chiar și pe teritoriul sistemului energetic federal din Germania s-au înregistrat 25000 defecte pe an, fără a lua în considerare căderile de scurtă durată (sub 1s).

În scopul evaluării stării rețelei în mediul industrial a fost realizată măsurarea unei valori medii a tensiunii rețelei printr-un sistem de achiziții de date. Sistemul constă într-un calculator compatibil PC AT și o placă de achiziții de date pe 12 biți care preia eșantioane cu viteza de 10 eșantioane /s

S-au făcut câteva măsurători la Electroprecizia SA Săcele, Brașov, la solicitarea Oficiului de calcul, din cauza deselor perturbări în exploatarea calculatoarelor din dotare. Cele două canale de achiziție au fost conectate la rețea și la ieșirea din convertorul de alimentare pentru a determina dacă

convertorul conduce perturbațiile sau le generează. În plus au fost supravegheate și tensiunile de +5V, +12V și masa pentru a putea stabili corelații între perturbațiile din rețea și funcționarea sursei sistemului.

Rezultatele acestor măsurători pe o perioadă de urmărire de o zi (17.03.1993) sunt:

-66 de căderi/oră de tensiune de ordinul zeci de volți (inclusiv căderi totale) cu durata 1-3 semiperioade;

-o cădere/oră de tensiune totală cu durata mare (2-5 semiperioade);

-o salvă de căderi de tensiune /oră;

-o modificare lungă (ordinul secundelor) a valorii medii;

-nu au fost înregistrate creșteri ale tensiunii.

Pe parcursul zilei s-au înregistrat și perturbări ale funcționării calculatoarelor datorate acestor întreruperi (2 RESET executate de sistem, ceea ce înseamnă o frecvență de 1 cădere la 4 ore). Unele întreruperi au putut fi puse în legătură cu pornirea unui utilaj de mare putere pentru tăierea tablelor groase, dar multe s-au datorat scurtcircuitelor din zone apropiate.

Pentru a avea un termen de comparație, s-a făcut o supraveghere antiperturbativă a rețelei într-o zonă neindustrială, la ore relativ "curate" din punct de vedere al perturbațiilor, după ora 15. Frecvența de apariție a căderilor a fost de o cădere la 1200s, cu durate care nu au depășit 2 semiperioade.

Soluția cea mai simplă pentru protejarea funcționării calculatoarelor este conectarea unei surse neîntreruptibile. O altă soluție este utilizarea unor elemente de înmagazinare a energiei de capacitate mai mari în sursele de alimentare, ceea ce duce la mărirea imunității la întreruperea tensiunii de alimentare.

Se pune problema unor soluții noi, care constau în scurtarea timpului de intrare în acțiune a siguranței în momentul unui scurtcircuit. Dacă măsurile clasice constau în apărarea împotriva perturbațiilor, prin această soluție se poate preveni apariția perturbațiilor.

## Siguranțe electronice

### Măsurarea timpului de răspuns a siguranțelor.

Pentru comparație este nevoie să se măsoare timpul de răspuns pentru siguranța fuzibilă și cea automată, precum și pentru diverse scheme de siguranțe electronice. În figura 8.11 se dă schema de principiu a dispozitivului de măsurare.

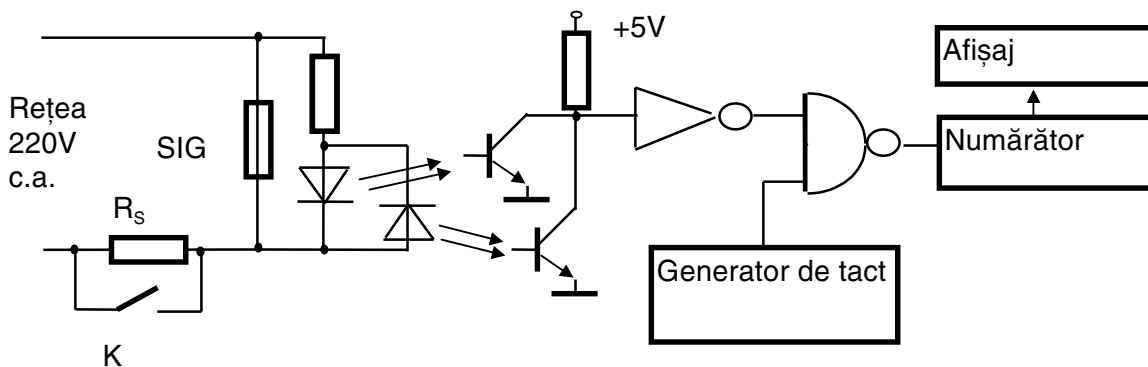


Figura 8.11

Cu comutatorul K se simulează un scurtcircuit al sarcinii  $R_s$ . În acest moment, prin optocuplor se validează impulsurile de la generatorul de tact. Validarea este valabilă până în momentul în care siguranța decuplează, întrerupând circuitul. În numărător rămân stocate  $N$  impulsuri, timpul de răspuns al siguranței fiind:

$$t = N(1/f), \text{ unde } f \text{ este frecvența generatorului de tact}$$

O nouă măsurătoare poate fi realizată după resetarea număratorului.

### Dispozitiv de protecție pentru consumatori de putere mică (OGR94d), (MUN89)

Schema bloc este dată în figura 8.12.

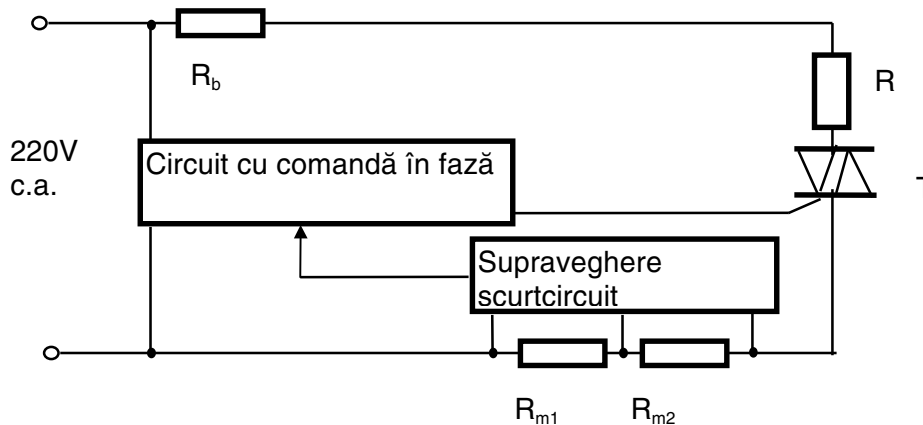


Figura 8.12

În circuitul consumatorului se introduc 2 rezistențe de măsură  $R_{m1}$  și  $R_{m2}$  și o rezistență de balast  $R_b$  care împreună limitează curentul prin triac la valoarea de scurtcircuit accidental (de regulă mai mare de aproximativ 10 ori decât curentul mediu maxim). Primul dezavantaj al acestui circuit este existența rezistențelor de măsură și balast, pe care se pierde energie.

Pentru circuitul de detectare a unui scurtcircuit, punctul dintre cele două rezistențe de măsură va fi masă. Un scurtcircuit ar putea surveni în oricare dintre alternanțe. Dacă în circuit ar exista o singură rezistență de măsură, tensiunea pe ea ar putea fi negativă sau pozitivă față de oricare dintre capete, și ar fi probleme pentru circuitul de intrare.

În figura 8.13 se detaliază circuitul de protecție:

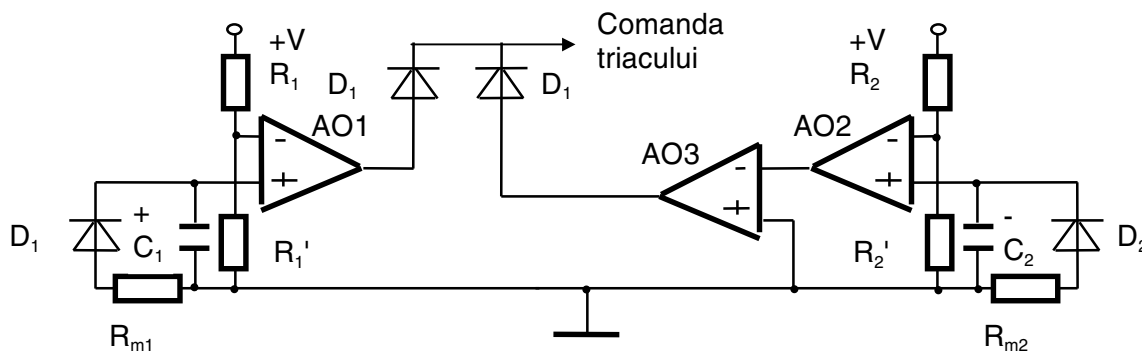


Figura 8.13

Când tensiunea pe  $R_{m1}$  depășește valoarea de prag cu o valoare pozitivă (în semiperioada pozitivă) comparatorul AO1 blochează impulsurile de comandă ale triacului. Condensatorul  $C_1$  se încarcă prin  $D_1$  cu o constantă de timp proporțională cu  $R_{m1} \times C_1$ , de ordinul zecilor de microsecunde. Descărcarea lui  $C_1$  se face prin rezistența de intrare a lui AO1, deci foarte lent. Siguranța rămâne decuplată până la descărcarea lui  $C_1$  sub valoarea de prag a comparatorului, moment în care se retestează existența scurtcircuitului. La fel se întâmplă și în semialternanța negativă, sesizată de ramura 2. Circuitul de comandă al triacului este realizat clasic, cu un circuit de comandă în fază AA145.

Timpul de răspuns al acestei siguranțe este de maximum 10ms, durata unei semiperioade. În cazul cel mai defavorabil, în care scurtcircuitul apare la începutul unei semiperioade, blocarea triacului se face la trecerea curentului anodic prin zero, deci la sfârșitul semiperioadei.

Prin cuplarea unei rezistențe în paralel cu condensatorul  $C_1$  și  $C_2$  se poate controla timpul după care se face retestarea scurtcircuitului.

Observație: o retestare periodică la intervale scurte de timp poate deveni mai puternic perturbantă decât utilizarea unei siguranțe fuzibile.

Experimentele s-au făcut cu un triac de 10A, TB10N6 și au pus în evidență eficacitatea siguranței la sarcini preponderent rezistive.

### 8.3.Linii electrice lungi

O linie electrică a cărei lungime este comparabilă cu lungimea de undă a semnalului se numește linie electrică lungă.

În cazul liniei lungi parametri se consideră distribuiți (repartizați continuu în lungul liniei).

Problema liniei constă în determinarea tensiunii  $u(x,t)$  la distanța  $x$  și momentul  $t$ , figura 8.14:

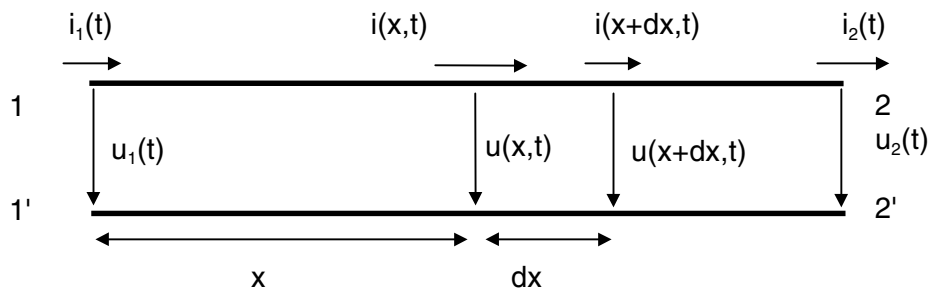


Figura 8.14

Se definesc parametrii specifici sau lineici, astfel:

$R_l = \lim \Delta R / \Delta x$ ,  $\Delta x$  tinde la 0 (ohmi/m) rezistența longitudinală

$L_l = \lim \Delta L / \Delta x$ ,  $\Delta x$  tinde la 0 (Henry/m) inductivitatea longitudinală

$C_l = \lim \Delta C / \Delta x$ ,  $\Delta x$  tinde la 0 (Farad/m) capacitatea transversală

$G_l = \lim \Delta G / \Delta x$ ,  $\Delta x$  tinde la 0 (S/m) conductanța transversală

Un tronson de linie de lungime  $dx$  poate fi transformat într-un cuadripol T și are schema echivalentă dată în figura 8.15:

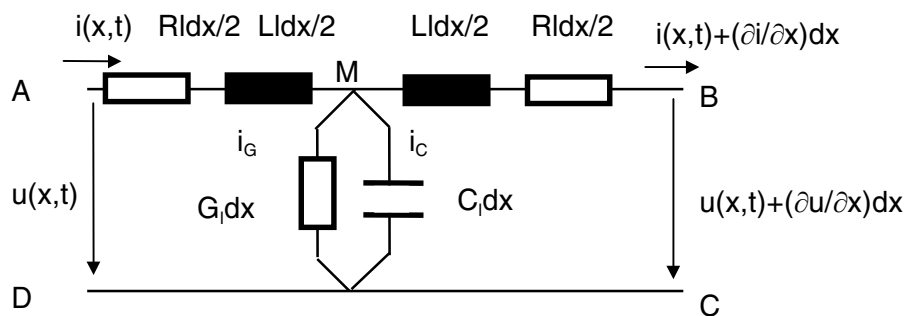


Figura 8.15

Teorema lui Kirchhoff pe conturul exterior dă:

$$-u + 2 \cdot i \cdot R_l \cdot dx/2 + 2 \cdot (L_l/2) \cdot dx \cdot \partial i / \partial t + u + (\partial u / \partial x) dx = 0 \quad (8.8)$$

$$- \partial u / \partial x = R_l \cdot i + L_l \cdot \partial i / \partial t \quad (8.9)$$

Scăderea tensiunii  $u$  pe unitatea de lungime a liniei este egală cu suma dintre căderile de tensiune rezistivă și inductivă (pe unitatea de lungime).

În nodul M:

$$-i + di_C + di_G + i + (\partial/\partial x)dx = 0 \quad (8.10)$$

$$i_C = C \cdot \partial u / \partial t \text{ și } i_G = G \cdot u$$

$$-\partial/\partial x = G_p \cdot u + C_p \cdot \partial u / \partial t \quad (8.11)$$

Scăderea curentului  $i$  pe unitatea de lungime a unui conductor al liniei este egală cu suma dintre curentul de pierderi prin izolantul dintre fire și curentul capacitiv (pe unitatea de lungime).

În regim armonic permanent, în complex, cele două ecuații devin:

$$-dU/dx = (R_p + j \cdot L_p \cdot \omega) I \quad (8.12)$$

$$-dI/dx = (G_p + j \cdot C_p \cdot \omega) U \quad (8.13)$$

Prin eliminarea unei necunoscute se obține ecuația telegrafiștilor.

$Z_p = R_p + j \cdot L_p \cdot \omega$  este impedanța lineică longitudinală

$Y_p = G_p + j \cdot C_p \cdot \omega$  este admitanța complexă lineică transversală

$$Z_c = ((R_p + j \cdot L_p \cdot \omega) / (G_p + j \cdot C_p \cdot \omega))^{1/2} \quad (8.14)$$

$Z_c$  este impedanța caracteristică complexă a liniei

Dacă pe linie se transmite de la intrare un semnal cu un anumit spectru de frecvență, datorită vitezei de propagare care este diferită pentru fiecare armonică componentă, semnalul ajunge la ieșire cu un spectru de frecvență diferit și în consecință linia distorsionează semnalul.

Un caz particular este linia fără distorsiune (condiția Heaviside). Dacă:

$R_p/L_p = G_p/C_p$  viteza de fază nu va fi dependentă de frecvență și semnalul nu va fi distorsionat.

**Observație:** de regulă  $R_p/L_p$  este mai mare decât  $G_p/C_p$ , liniile având capacități mari și inductivități mici. Pentru a se forța condiția Heaviside se interpun pe cablu inele de ferită pe care se fac câteva înfășurări. De exemplu la cupla de monitor VGA există astfel de înfășurări într-o mică carcasă pe cablu. Un inel de ferită are și rolul de a micșora perturbațiile de mod comun sau diferențial prin mecanismul descris în cap. 4, figura 14.

Pentru a estima rezultatele transmisiei se pot face simulări în SPICE. Modelele din SPICE pentru linii de transmisie sunt:

T- linie de transmisie fără pierderi, la care se specifică frecvența semnalului transmis, impedanța caracteristică și lungimea liniei

O- linie de transmisie cu pierderi

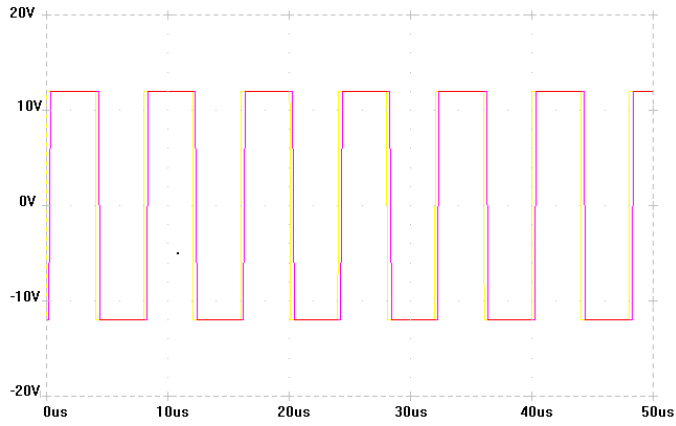
LTRA- model complet care ține cont de parametrii  $R$ ,  $L$ ,  $G$ ,  $C$ . Cu acest model au fost implementate linii cu pierderi serie (RC uniforme), linii fără pierderi (LC) și linii RG (pierderi rezistive serie și paralele).

Un program în SPICE este dat în continuare:

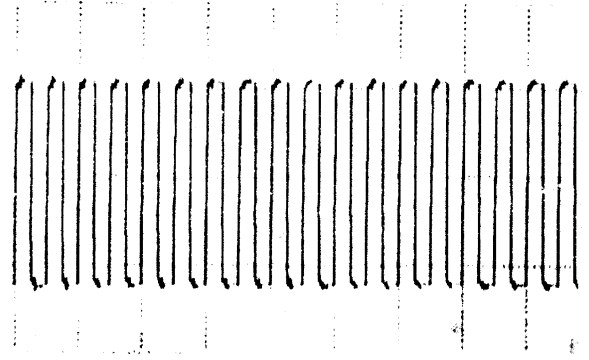
```
V1 1 0 PULSE -12V 12V 0 0 0 4u 8u
R1 2 0 500
T1 1 0 2 0 Z0=50 NL=0.025 F=100KHZ
.PROBE
.TRAN 40n 50u 0 0
.END
```

Programul este destinat aprecierii formei semnalului la o transmisie V24 cu nivele -12V, 12V, la frecvența maximă de transfer de 100Kbit/s.

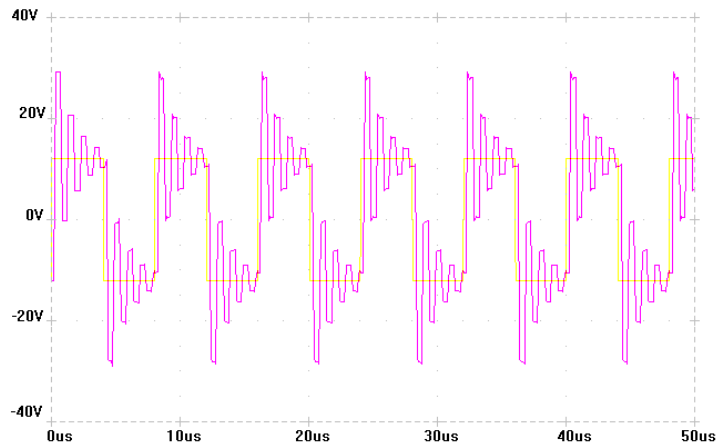
Rezultatele sunt date în figura 8.16 pentru o transmisie adaptată și se observă lipsa distorsiunilor, pentru o rezistență de sarcină mai mică și mai mare decât impedanța caracteristică. Se poate observa că apar distorsiuni majore în forma semnalului transmis, chiar folosind modelul fără pierderi. Alături se arată rezultate experimentale obținute folosind un cablu coaxial ecranat cu impedanța caracteristică de  $50\Omega$  (cablu de rețea Ethernet), vizualizate cu un osciloscop HAMEG cu imprimantă.



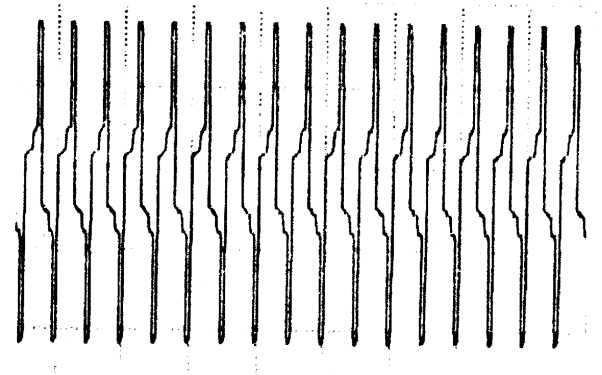
Simulare:  $Z_C=50\Omega$ ;  $R=50\Omega$



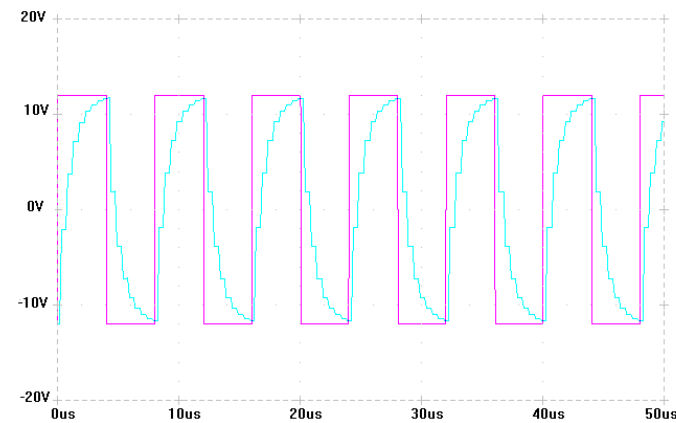
Experimental:  $Z_C=50\Omega$ ;  $R=50\Omega$



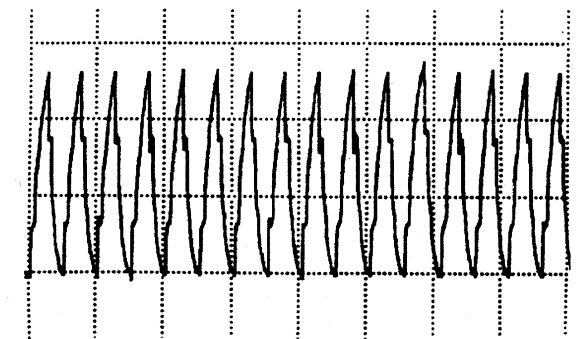
Simulare:  $Z_C=50\Omega$ ;  $R=300\Omega$



Experimental:  $Z_C=50\Omega$ ;  $R=300\Omega$



Simulare:  $Z_C=50\Omega$ ;  $R=30\Omega$



Experimental:  $Z_C=50\Omega$ ;  $R=30\Omega$

Figura 8.16

Multe din cercetările actuale de EMC se axează pe liniile lungi, așa cum este (DEU90) pentru transmisiile de date de mare viteză, (HAS93) pentru o tratare matematică și numerică. În (KAS93) se dă o metodă de măsurare pentru liniile lungi în cablurile multicondutor. În (KRE98) se tratează cablurile dublu ecranate cu plasă de cupru și ferită flexibilă.

#### 8.4. Magistrala pentru avioane, MIL STD 1553

Complexitatea electronică la un avion a crescut continuu. Cablarea multor legături a devenit dificil de realizat, testat și depanat. Astfel, în 1978 a fost creată o magistrală cu mare imunitate la perturbații numită "Military Standard Aircraft Internal Time Division Command/ Response Multiplex Data Bus (\*DDC87).

Magistrala este serială, transmisia este diferențială și bus-ul este dublat din motive de siguranță. Toate subsistemele cuplate au acces la toate transmisiile, figura 8.17:

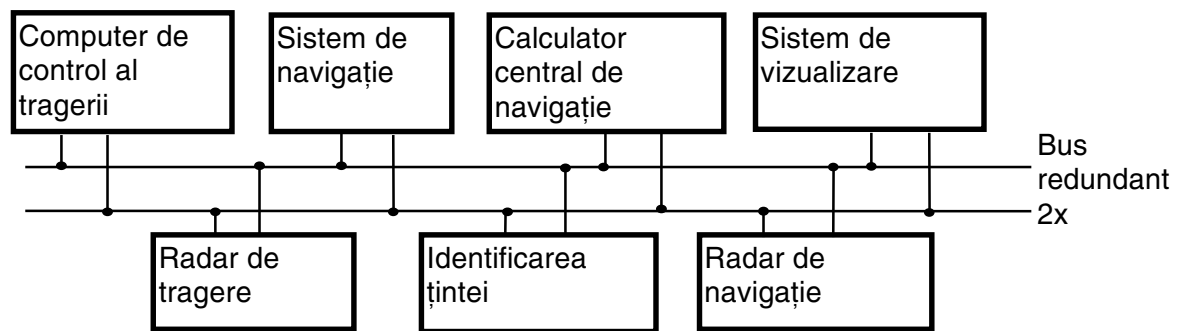


Figura 8.17

Fizic magistrala este realizată cu un cablu torsadat, apoi ecranat cu impedanța caracteristică  $70\Omega$ , figura 8.18:

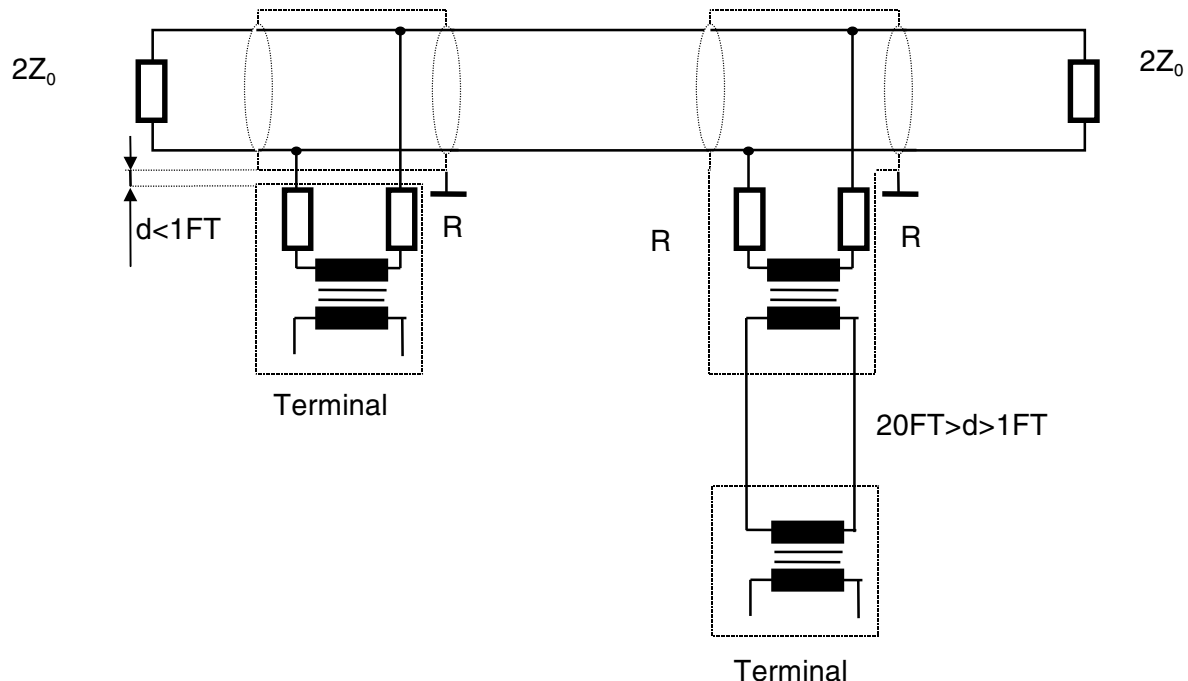


Figura 8.18

Modulele sunt izolate galvanic cu transformatoare. Transferul este half duplex, la un anumit moment datele pot circula într-un singur sens, transferul fiind bidirecțional. În ambele capete magistrala se termină cu rezistențe de adaptare. Transmisia este în buclă de curent, tensiunea pe magistrală fiind  $1-20V_{VV}$  (figura 8.18):

Terminalele pot fi apropiate și se conectează ca în partea stângă a schemei din figura 8.18 sau depărtate și se conectează cu două separări galvanice. Conversia tensiune curent este realizată cu rezistențele R.

La magistrală se pot conecta 3 tipuri de terminale:

- controller de bus- inițiază transferul de date
- monitor de bus- poate extrage mesaje pe care să le stocheze pentru o folosire ulterioară
- terminal (RTU Remote Terminal Unit)

Accesul la bus este posibil numai la inițierea lui de un MASTER. O formă a controlului distribuit este posibil (Dynamic Bus Control) prin arbitrarea MULTI MASTER.

Transmisia se face în cod Manchester, cu o trecere prin 0 în fiecare celulă bit. Codul este autosincronizabil și neavând componentă de curent continuu este ideal pentru transmisia prin transformator. Rata de transfer maximă este de 1 Mbit/s cu o stabilitate în timp de 0,1%. Un 0 se codifică cu o trecere din 0 în 1. Un 1 se codifică cu o trecere din 1 în 0. Codificarea se face cu un front la mijlocul celulei bit, figura 8.19:

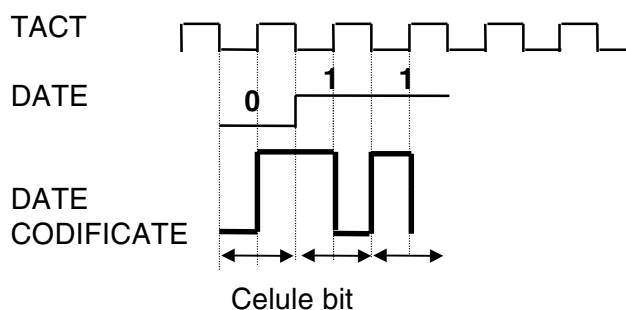


Figura 8.19

Fiecare cuvânt necesită o secvență inițială de sincronizare care este o succesiune invalidă în cod Manchester. Este o tranziție la  $1,5 \times$  timpul de bit. Dacă acest  $1,5$  bit este pozitiv, urmează o comandă sau stare, dacă este negativ urmează un cuvânt de date. Ultimul bit din cuvânt este bitul de paritate. Între fiecare mesaj și următorul trebuie să existe o pauză de cel puțin  $4 \mu s$ . Fiecare comandă solicită un răspuns în intervalul de timp  $4-12 \mu s$ . Lungimea unui cuvânt este de 16 biți de date. Cuvântul de comandă transmis de MASTER conține și adresa subsistemului cu care se dorește transferul de date.

Există circuite specializate (în tehnologie hibridă) ca interfață între acest bus și IEEE 488, VME și PC AT.

În ultimii ani în România s-au adoptat standarde noi, aliniat la standardele europene (\*BUL98), astfel:

SR-CEI 1000-2-1/96 (IEC 1000-2-1)

SR-CEI 1000-2-2/96 (IEC 1000-2-2)

SR-EN 60555-1 (IEC 555-1)

SR-EN55011/97 (CISPR 11)

SR-CISPR 13+A1+A2/95 (CISPR 13)

SR-EN 55015/95 (CISPR 15)

SR-CISPR16-1/97 (CISPR 16-1)

SR-CISPR 17/95 (CISPR 17)

SR-CISPR 22/96 (CISPR 22)

Standarde în curs de publicare:

SR-CEI 50 (IEC 50)

SR-EN61000-3-2 (IEC 1000-3-2)

SR-ETS 300127 (ETS 300127) standarde de telecomunicații

SR-ETS 300386-1 (ETS 300386-1) standarde de telecomunicații

Proiecte de standarde:

SR-CEI 1000-2-5 (IEC 1000-2-5)

SR-EN 61000-3-3 (IEC 1000-3-3)

SR-EN 50081-1, SR-EN 50081-2 (IEC 1000-6)

Standardele CISPR (IGN96):

CISPR 11- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru aparate industriale, științifice și medicale;

CISPR 12- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru vehicule, bărci cu motor și mașini antrenate de motoare cu aprindere comandată;

CISPR 13- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru receptoarele de radiodifuziune și televiziune și a echipamentelor asociate;

CISPR 14- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de aparatele electrocasnice, a utilajelor portative și a aparatelor electrice similare, relativ la perturbațiile radioelectrice;

CISPR 15- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru lămpile fluorescente și corpuri de iluminat;

CISPR 16- Specificații ale CISPR pentru aparatele și metodele de măsurare a perturbațiilor radioelectrice;

CISPR 17- Metode de măsurare a caracteristicilor de antiparazitare ale dispozitivelor de reducere a perturbațiilor radioelectrice și ale filtrelor pasive;

CISPR 18/1,2,3- Caracteristicile de radio-interferență ale liniilor și echipamentelor de înaltă tensiune;

CISPR 19- Ghid de utilizare a metodei de substituție pentru măsurarea radiațiilor emise de cuptoare cu microunde la frecvențe de peste 1GHz;

CISPR 20- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de imunitate pentru receptoarele de radiodifuziune și televiziune și echipamentelor asociate;

CISPR 21- Perturbarea comunicațiilor radiotelefonice mobile în prezența zgomotelor în impuls; metode de apreciere a degradării și metode de ameliorare a funcționării;

CISPR 22- Limite și metode de măsurare a caracteristicilor de perturbare radioelectrică pentru echipamente informatice;

CISPR 23- Calculul valorilor limită pentru echipamentele industriale, științifice și medicale.

---

**BIBLIOGRAFIE<sup>1</sup>**
**Cărți:**

- (**CAT89**) V.M. Catuneanu, A. Bacivarof, "Structuri electronice de inalta fiabilitate. Toleranta la defectari.". Editura Militara, Bucuresti, 1989
- (**CHA92**) P. A. Chatterton, M. A. Houlden, "EMC Electromagnetic Theory to Practical Design", John Wiley & Sons, 1992
- (**DUR95**) Georg Durcansky, "EMV- gerechtes Geratedesign", Franzis Verlag, Ediția 1 (1991) și 2 (1995)
- (**EGG91**) L.C. Eggebrecht, "Interfacing to the IBM Personal Computer", Macmillan Computer Publishing, Carmel Indiana, 1991
- (**FOR98**) P. Forstner, J. Huchzermeier, "Digital Design Seminar", Texas Instruments, 1998
- (**GEB84**) T. Geber, M.V. Balan, E. Staicut, I. Popa, I. Tutoveanu, M.R. Grigorescu, "Fiabilitatea si mentenabilitatea sistemelor de calcul", Editura Tehnica Bucuresti, 1984
- (**GOP95**) K. D. Göpel, D. Genz, "EMV Messplätzen", Franzis Verlag, 1995
- (**HAB92**) Habiger ș.a. "Elektromagnetische Veträglichkeit", Verlag Technik Berlin, 1992
- (**HOR85**) Gh. Hortopan, V. Trușcă, M. îerbănescu, D. Pavelescu, S. Nițu, "Aparate electrice de comutație. Tehnica fenomenelor rapide", E.T. București, 1985
- (**HOR84**) Gh. Hortopan, "Aparate electrice", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1984
- (**IAN92**) Michel Ianoz, "Compatibilitate Electromagnetique", curs, Laussane, 1992
- (**IGN96**) Alimpie Ignea, "Măsurări și teste în compatibilitatea electromagnetică", Ed. Waldpress, Timișoara 1996
- (**MOR94**) D. Morgan "A handbook for EMC testing and measurement", Peter Peregrinus and IEE, 1994, Londra
- (**PAU92**) Paul Clayton, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", John Wiley & Sons, inc., Texas, USA, 1992
- (**SAN85**) Sandulescu Gh. "Protectia la perturbatii in electronica industrialia si automatizari", Editura Tehnica Bucuresti, 1985.
- (**SAN90**) Sandulescu Gh. "Protectia la perturbații in electronica aplicata radio si TV", Ed. Militara Bucuresti 1990
- (**SCH96**) A. J. Schwab, "Compatibilitatea electromagnetică", Editura Tehnică, București, 1996
- (**SCH96a**) A.J. Schwab, "Elektromagnetische Veträglichkeit", Springer Verlag, Berlin, 1996
- (**SER95**) R. Sergiu, "Introducere în compatibilitate electromagnetică", Vol 1 Ecranarea aparaturii electronice, Ed. Gheorghe Asachi, Iași, 1995
- (**SER96**) R. Sergiu, "Compatibilitate Electromagnetică", Vol. 1, Partea 1 și 3, Universitatea Tehnică Gh. Asachi Iași, 1996
- (**SOT97**) Al. Sotir, T. Moșoiu, "Compatibilitate electromagnetică", Ed. Militară București, 1997
- (**VLAD89**) M. Vladutiu, M. Crisan "Tehnica testarii echipamentelor automate de prelucrare a datelor", Ed. Facla Timisoara, 1989
- (**WES91**), David Weston, "Electromagnetic Compatibility", Marcel Dekker Inc., New York, 1991
- (**WIL94**), Tim Williams, "EMC for Product Designers", Butterworth-Heinemann Ltd. 1994, Oxford, Anglia, 1994

---

<sup>1</sup> Bibliografia este dată în ordinea alfabetică a numelui autorului. Un \* înseamnă că lucrarea nu are specificat autorul.

(WHI72) White J.R.D. vol.1 "Electrical Noise and EMI Specifications", vol 2 "EMI Methods and Procedures", vol.3 "EMI Control Methods and Techniques", vol.4 "EMI Test Instrumentations and Systems", vol.5 "EMI Specifications, Standards and Regulations", Handbook, Don White Consultants, Inc., Germantown (Maryland), 1972

### Articole, teze de doctorat, brevete:

(ANS96) T. Anshuman, R.K. Eyer, "An Environment for Collection & Analysis of Failures in a Network of Workstations", IEEE Transactions on Reliability, vol. 45, No. 4, 1996

(ASS94) L. Assembe, "Bestimmung der Netzimpedanz in Gebäuden im Frequenzbereich 0.1- 100 MHz", 4. Int. Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, Stuttgart, 1994

(\*AGD91) \*\*\*\*\* , "Alimentations statiques sans coupure", AGDE Electronic, Paris, 1991

(\*AUT91)\*\*\*\*\* "Automatic Power Supply Burn-In", Electronic Production, The European Journal of Electronics, Vol. 20, No. 7, august 1991

(BAL95) F. Bălteanu, "Sisteme electronice tolerante la defectări pentru controlul și securitatea CNE", Teză de doctorat, Brașov, 1995

(BOS98) Alex Van den Bossche, "Layout and Electromagnetic Compatibility", University of Gent, Belgium, 1998

(BOR95) M.C. Borlino ș.a. "Test of immunity to GSM pulse modulation", International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1995

(BRO93) Brocke, Goehlsch, Noack, "Numerical simulation of low- voltage protective devices", 10 th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, 1993

(\*BUL98) \*\*\*\*\* , "Buletinul Asociației pentru Compatibilitate Electromagnetică din România", nr.1 /1998

(BUS93) D.R. Bush, "Effect of printer cables on radiated emissions", 10 th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, 1993

(\*COM92) \*\*\*\*\* , Computer Shopper, septembrie 1992, octombrie 1995

(CRI93) Marius Crisan, "Controlul operatiilor de procesare in sistemele numerice complexe de masurare", Teza de doctorat, Timisoara 1993

(DEU90) A. Deutsch, "High speed signal propagation on lossy transmission lines", IBM J. RES. DEVELOP. VOL. 34, No.4, 1990

(\*DEX75) \*\*\*\*\* , "Dicționarul explicativ al limbii române", Editura Academiei, București, 1975

(\*DDC87) \*\*\*\*\* , Data Device Corporation, Product Catalog, 1987

(DIM72) Dima I, ș.a., "Dicționar de fizică", Ed. Enciclopedică română, București, 1972

(\*ELE93)\*\*\*\*\* , "Electromagnetic Fields" (300Hz-300GHz), World Health Organization, Geneva, 1993

(END96)A. Enders "Advancements in Anechoic Chambers", Frankonia GmbH, Heideck, Germany

(\*EPN98) \*\*\*\*\* Colecția revistei "Electronic Product News", A Reed Elsevier Publication, 1998, Belgia

(EVE80) H.W. Evers, "Main Pollution", Electronic components & application, Philips Electronic Applications Bulletin & Mullard Technical Communications, vol 2, No.1, No.2, No.3, 1980

(GER98) C. Gerigan, P. Ogrușan, Gh. Pană, Fl. Sandu, "Automatic Testing of PC-AT Computer's Susceptibility for Disturbing Conducted through the Mains Supply", Proceedings of the 6-th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments, Brasov, 1998, p.741-744, vol. 3

- (**GRE94**), D. Green, "Mutual Recognition Agreements for Product Sales into the European Union", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, 1994
- (**HAS93**) Haseborg, Wendt, "Analytical and numerical treatment of different types of transmission lines", 10 th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, 1993
- (**HOF88**) K.Hoffman, "How to avoid or minimize errors in strain gauge measurement", Hottinger Baldwin Messtechnik, Darmstadt, 1988
- (**\*IEE92**) \*\*\*\*\* , "IEE Electromagnetic Compatibility", Conference Publication nr. 362, Londra 1992
- (**\*INT86**) \*\*\*\*\* , "THE INTERFERENCE CONTROL TRAINING COURSE CATALOG", Interference control technologies inc. Don White Consultants, 1986, Gainesville Virginia, USA
- (**\*INT94**)\*\*\*\*\* , "INTERFACE: Data Transmission Databook", National Semiconductor, 1994
- (**JAV94**) K. Javor, "Specifying Control of Immunity to Power Line Switching Transients", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, 1994
- (**JOL72**) W.P. Jolly, "Marconi", Constable, Londra, 1972
- (**KAS93**) Kaspedke, Haseborg, "A method for measuring the primary line parameters of multiconductor transmission lines", 10 th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, 1993
- (**KRE94**) Kreiter Csaba, "Theoretische und praktische Beitrage zu der Elektromagnetischen Vertraglichkeit von rechnergesteuerten Datenerfassungssysteme", Literaturrecherche, Stuttgart, 1994
- (**KRE98**) Cs. Kreiter, "Contributii teoretice si experimentale privind compatibilitatea electromagnetica a sistemelor de achizitie de date comandate de microcalculator", teza de doctorat, Universitatea Transilvania Brasov, 1998
- (**LAS88**) J. Lasik, "Beitrag zur Verbesserung der Einsatzbedingungen eines Microrechners unter Berucksichtigung von Elektrischen, magnetischen, elektrostatischen und Netzbeeinflussungen auf grund von praktischen Untersuchungen seiner Storvertraglichkeit", Teză de doctorat, Ilmenau, 1988
- (**LAU92**) A. Lauchner, J. Beck, "Alimentarea neintrerupta cu energie. 17 surse neintreruptibile." CHIP nr. 4, aprilie 1992
- (**\*LVA87**) \*\*\*\*\* , "Line Voltage Analyser", Gay Misuratori Elettronici, Milano, documentatie de firma, 1987
- (**MAR85**) Martzloff F., Tetrault M., "Characterisation of disturbing waveforms on computer data and communication lines", Symposium and Technical Exhibition on EMC, Zurich 1985
- (**MIR86**) C. Miron, P. Ogrutan, E. Wardegger, "Two New Miller theorems", IEE Proceedings Vol. 133, October 1986
- (**MIT90**) Bill Mitchell "Problems Ahead for EMC Unification", Electronic Production, The European Journal of Electronics, Vol 19, No 9, september 1990
- (**MUN89**) R. Munteanu, P.Ogrutan, M.Pop, D.Dimofte, A.Iliescu, "Dispozitiv de protectie pentru receptori de energie electrica", Brevet de inventie, 98224/1989
- (**NIR96**) S. Niranjana, J. Frenzel, "A Comparison of Fault Tolerant State Machine Architectures for Space Born Electronics", IEEE Transactions on Reliability, vol. 45, No. 1, 1996
- (**OGR87**) P. Ogrutan, M.Pop "Sonda pentru detectarea impulsurilor parazite", Documentatie tehnica- inovatie, IIRUC Bucuresti, 1987
- (**OGR87a**) P. Ogrutan, "Fenomene aleatoare in sistemele de calcul. Efectele temperaturii" in Simpozionul national ICPE filiala Bistrita, 1987
- (**OGR87b**) P. Ogrutan, M. Pop, "Random Phenomena in Computational Systems. Disturbing Influences of Connections and Industrial Network", Proceedings of the Conference on Optimization of electric, electronic, driving, automation and computing equipments, University of Brasov, 1987
- (**OGR88**) P. Ogrutan, "Sistem pentru supravegherea antiperturbativa a retelei SSAR", Sesiunea de comunicari Realizari in domeniul electronicii profesionale, ICE Bucuresti, 1988

**(OGR88a)** P. Ogrutan, M. Pop, "Masurari calitative in rețeaua de curent alternativ", Simpozionul national Realizari si perspective in domeniul traductoarelor pentru echipamente de masura, Cluj Napoca, 1988

**(OGR88b)** Ogruțan P., Pop M., "Sistem de supraveghere antiperturbativă a rețelei", documentație pentru inovație, IIRUC București, 1988

**(OGR91)** Ogrutan Petre, "A General Outlook upon the Influence some External Systems Have upon the Electronic Computers" in Proceedings of the Conference of Electric and Electronic Equipments, October 1991, University of Brasov.

**(OGR93)** P. Ogruțan, "Perturbații. Simulare, generare, măsurare." , Simpozionul SBE' 93, Cluj Napoca, 1993

**(OGR93a)** P. Ogruțan "Măsurarea susceptibilității sistemelor de calcul la întreruperea tensiunii de alimentare a rețelei", Al 2-lea Colocviu de Analiză, proiectare și conducere automată în sistemele electrice, Galați 1993

**(OGR94)** P. Ogrutan, C. Gerigan, "Some aspects regarding serial asynchronous transmission", Proceedings of the 4 International Conference On Optimization of Electric and Electronic Equipments, Brasov, 1994

**(OGR94a)** P. Ogrutan, C. Gerigan, "Perturbations transmitted through the main network", Proceedings of the 4 International Conference On Optimization of Electric and Electronic Equipments, Brasov, 1994

**(OGR94b)** P. Ogruțan, C. Gerigan, "The Relationship Between an Electronic Fuse and the Distortion of the Main Network Waveform", Symposium on Electronics and Telecommunications, Timișoara, 1994

**(OGR94c)** P. Ogruțan, C. Gerigan, "Testing Bank for PC Power Supply" Symposium on Electronics and Telecommunications, Timișoara, 1994

**(OGR95)** P. Ogruțan, C. Gerigan, "Shure Functioning of IBM- Compatible Computers Protection Redundancy", 5-th International Symposium on Automatic Control and Computer Science, Iași, 1995

**(OGR96)** P. Ogruțan, "Testing PC Power Supply", Melecon 96, 8th Mediterranean Electrotechnical Conference, Bari, Italia, 1996

**(OGR96a)** P. Ogruțan, C. Gerigan, "About Main Network Drop Outs", SINTES 8 International Symposium on Systems Theory, Robotics, Computers and Process Informatics, Craiova 1996

**(OGR97)** P. Ogruțan, "Contribuții privind studiul teoretic și experimental al influenței unor sisteme externe asupra funcționării calculatoarelor electronice", Teză de doctorat, Universitatea Transilvania Brașov, 1997

**(OGR97b)** P.Ogruțan, C.Gerigan, "Memorii, interfețe și periferice", Îndrumar de laborator, Universitatea Transilvania Brașov, 1997

**(PAN98)** Gh. Pană, C. Gerigan, P. Ogruțan, "Filters for the Mains Supply with Overvoltage Protection", Proceedings of the 6-th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments, Brasov, 1998, p.655-658, vol. 3

**(PIT94)** D. Pitică, "Contribuții la realizarea modulelor de pini cu memorie pentru testarea automată a sistemelor analogice și numerice", Teză de doctorat, Cluj Napoca, 1994

**(POP88)** M. Pop, P. Ogrutan, "Detector de deviatii de frecventa", Documentatie tehnica-inovatie, IIRUC Bucuresti, 1988

**(RUB90)** B.J. Rubin, "An electromagnetic approach for modelling high- performances computer packages" IBM J. RES. DEVELOP. VOL. 34, No.4, 1990

**(SER95a)** R.Sergiu. , " Contribuții la asigurarea compatibilității electromagnetice a aparaturii electronice", Teza de doctorat, Iași, 1995

**(SOT89)** Al. Sotir, "Efecte electromagnetice perturbatoare asupra unor microcalculatoare utilizate in industrie", Teza de doctorat, Bucuresti, 1989

**(SUC87)** L.Suciu, P.Ogrutan, "Metoda si aparat pentru masurarea mediei temperaturii", Brevet de inventie nr. 92451/ 1987

---

**(THI91)** A. Thieme, "Beitrag zur Entwicklung komplexer Prüfmethode und deren Automatisierung für Untersuchungen der Elektromagnetischen Verträglichkeit an Informationstechnischen Einrichtungen", teză de doctorat, Dresden, 1991

**(\*TES89)** \*\*\*\*\* Test & Measurement World, November 1989

**(\*TMC92)** \*\*\*\*\* Test & Measurement Catalog 1992, Fluke Philips

**(\*TEC97)**\*\*\*\*\* Technics Catalog, 1997

**(\*TSB92)** \*\*\*\*\* Board Test Solution, Fluke Philips, 1992

**(\*TMN92)** \*\*\*\*\* Logic Analyzers in Training Program, Test & Measurement News, Fluke Philips, 1992

**(\*UMS95)** \*\*\*\*\* "Umsetzung der EG- Richtlinie zur EMV", VDE Verlag Berlin 1995

**(WITT89)** David Witts si David Brock "Adapting ATE to Military Requirements" in Defense Electronics, may 89, vol.21, No.5

**(ZAN94)** H. Zander, "Spannungsqualität als EVU- Dienstleistung", 4. Int. Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, Stuttgart, 1994