

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:

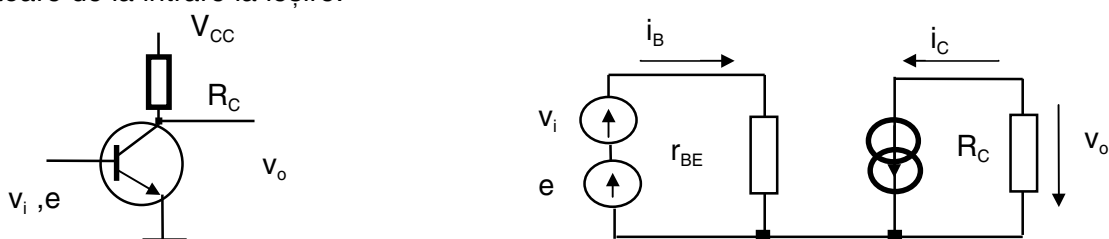


Figura 3.1

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:

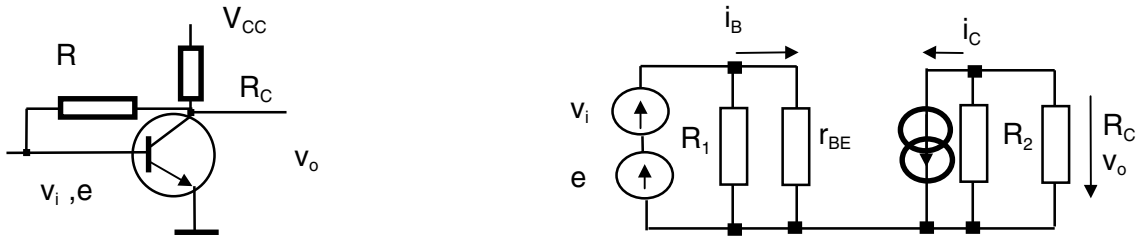


Figura 3.2

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

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

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:

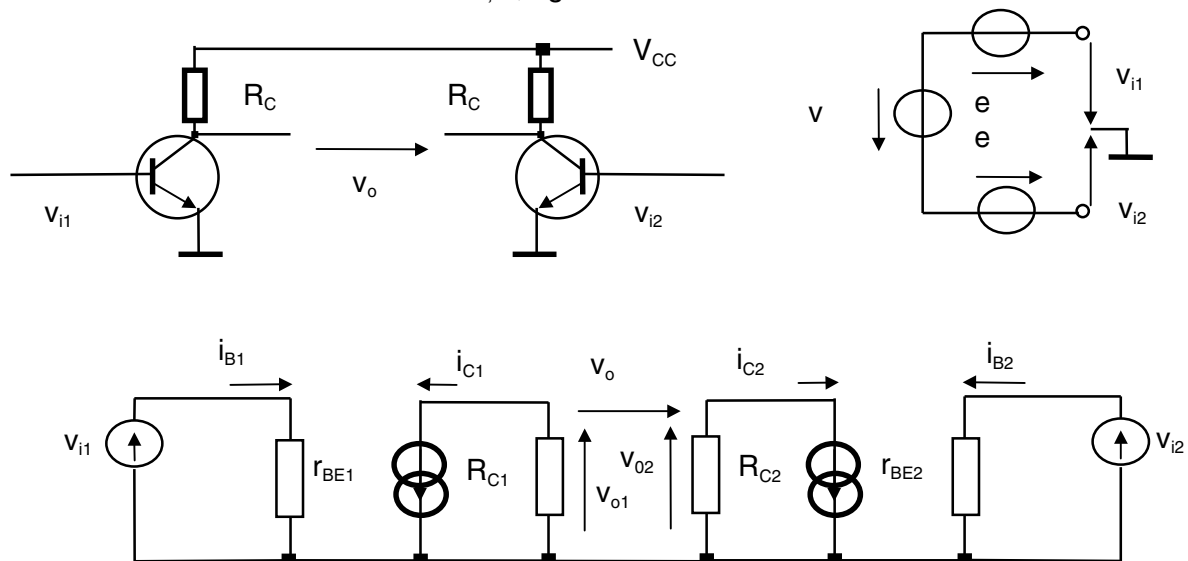


Figura 3.3

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.

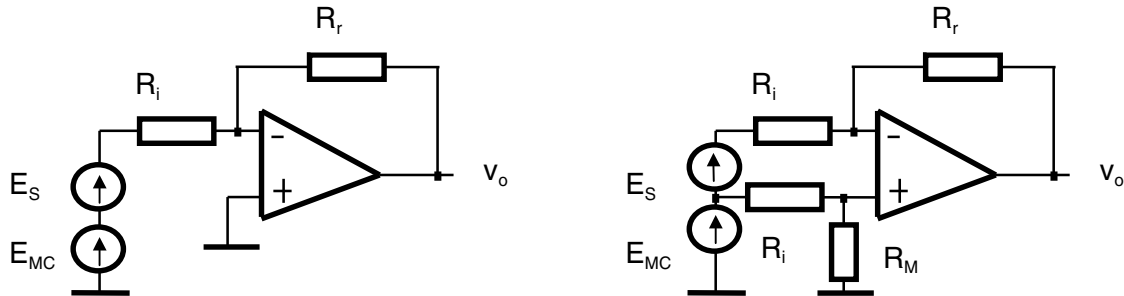


Figura 3.4

La recepția simplă:

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

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

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

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:

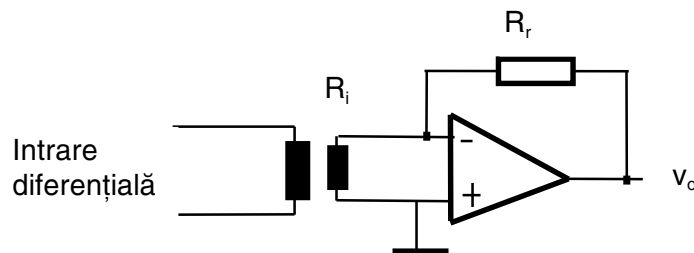


Figura 3.5

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:

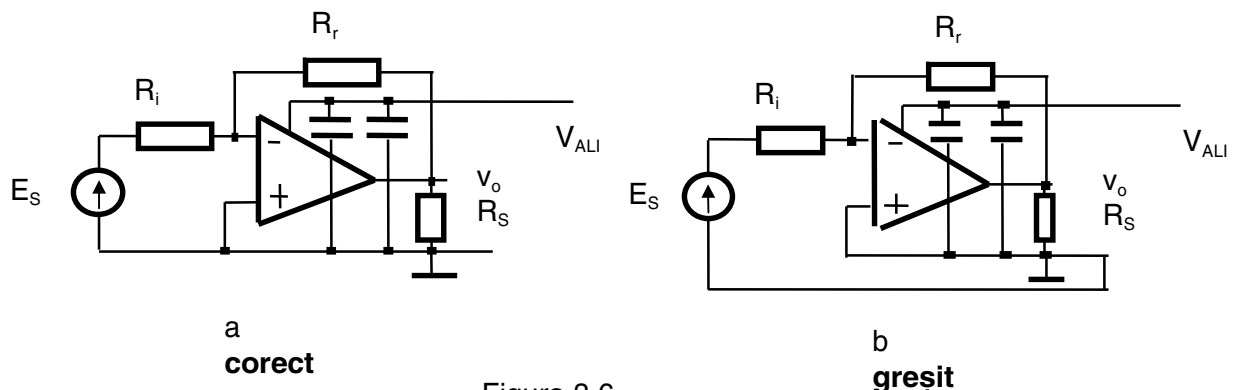


Figura 3.6

-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:

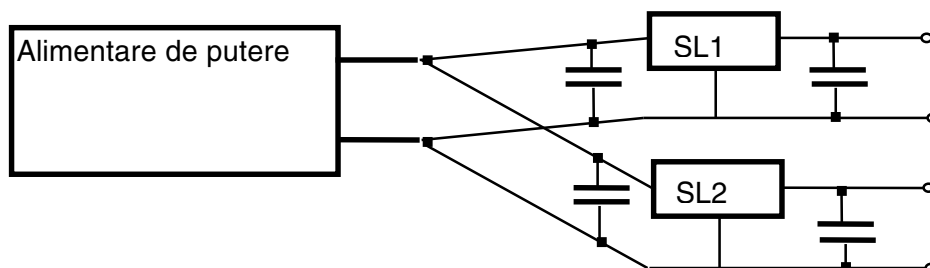


Figura 3.7

-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:

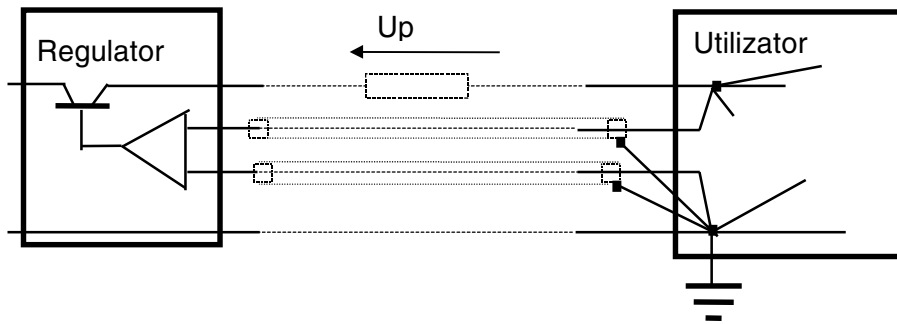


Figura 3.8

-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:

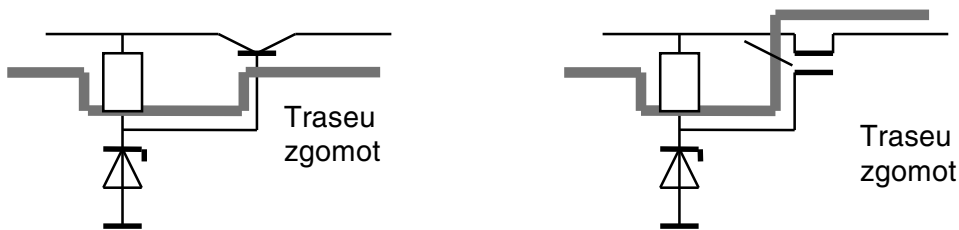


Figura 3.9

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:

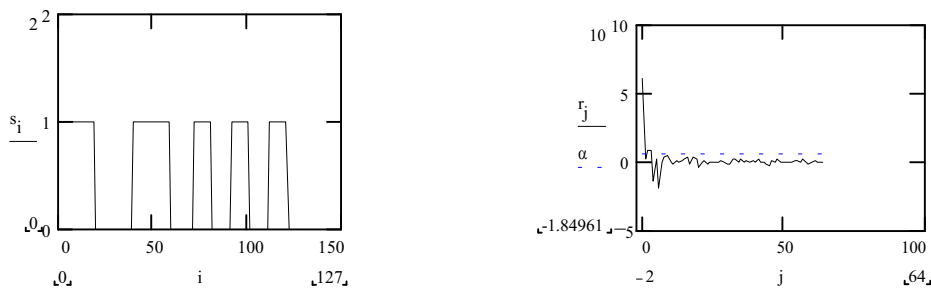


Figura 3.10

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

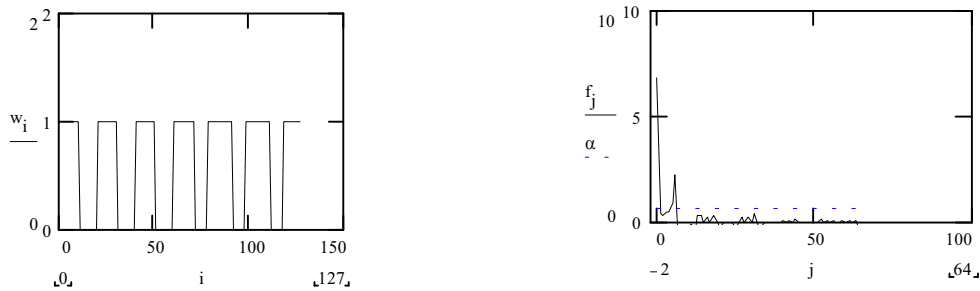


Figura 3.11

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:

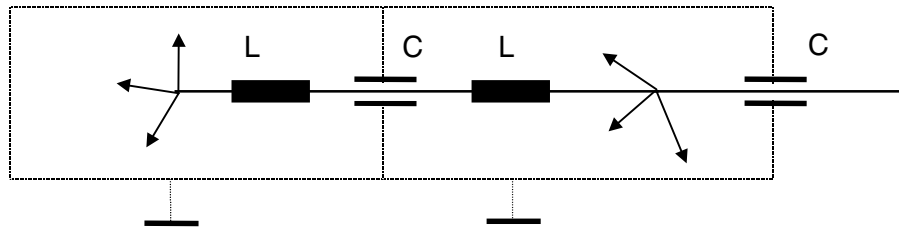


Figura 3.12

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.

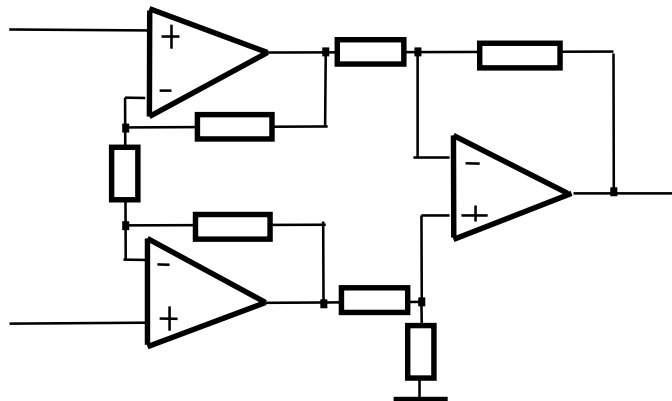


Figura 3.13

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 bătaie).

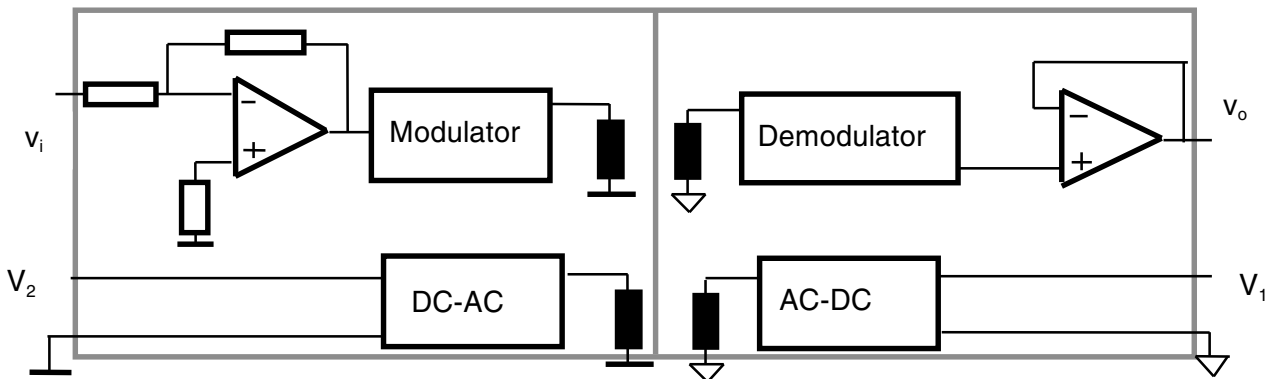


Figura 3.14

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.

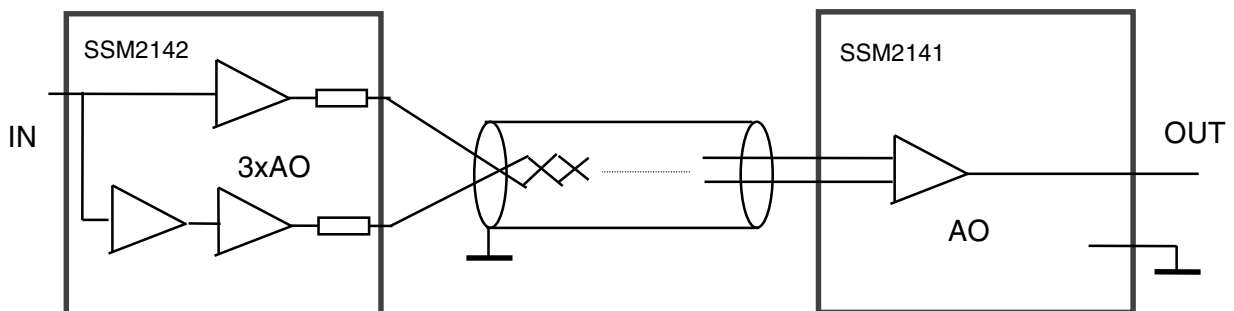


Figura 3.15

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 μF 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:

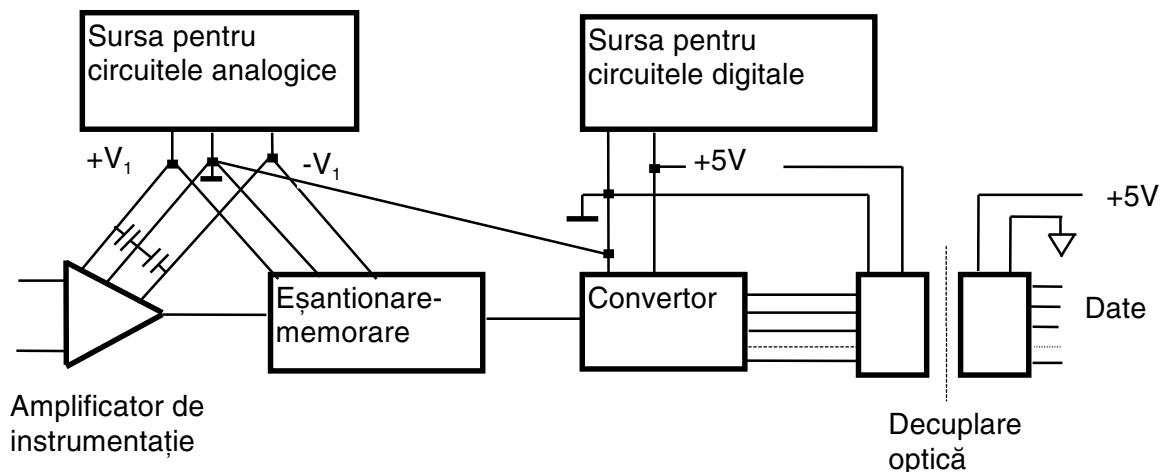


Figura 3.16

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:

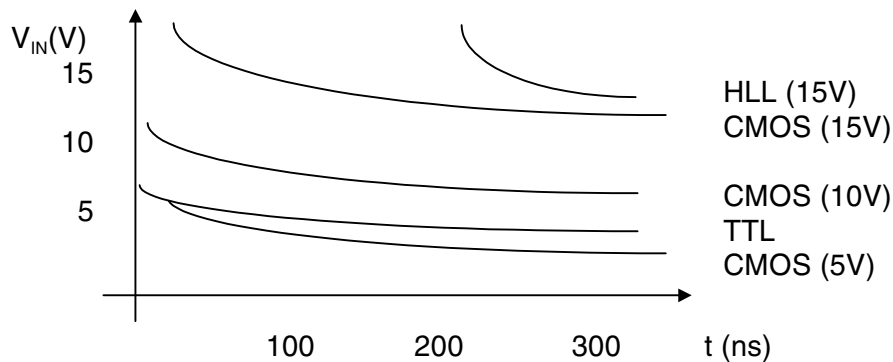


Figura 3.17

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.

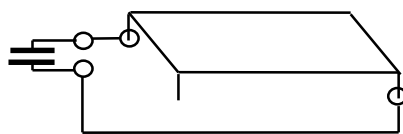
Pentru un ΔV acceptabil de 100 mV, la fronturi de 20 ns, rezultă o capacitate minimă:

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

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

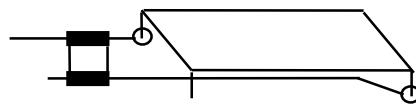
- 2,2 μF la ieșirea din sursa de alimentare;
- 1 μF la intrarea de alimentare a plăcii;
- 0,1 μF la fiecare 5 cm de traseu;
- 1-10nF pe fiecare circuit integrat.

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:

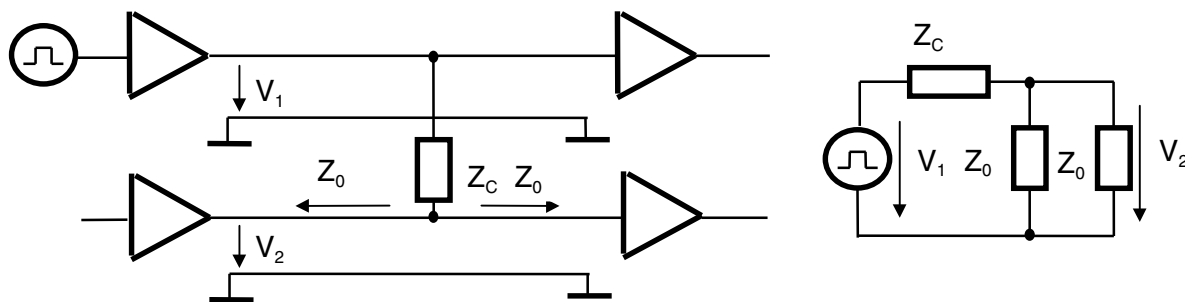
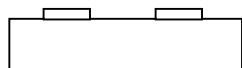


Figura 3.19

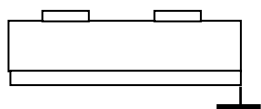
Sunt reprezentate două trasee față de masă între care apare prin diafonie impedanța Z_c , traseul influențat considerându-se adaptat, cu impedanța caracteristică Z_0 . Alăturat este figurată și schema echivalentă. Diafonia D se poate estima ca fiind:

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

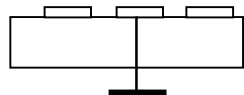
Se pot estima câteva valori ale diafoniei pentru diferite configurații ale cablajelor (FOR98), figura 2.20:



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):

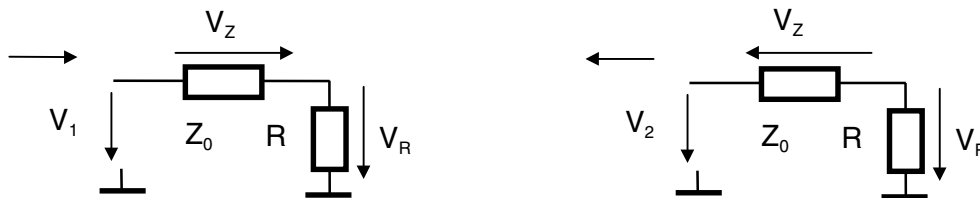


Figura 3.21

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 τ (timpul de propagare), figura 3.22:

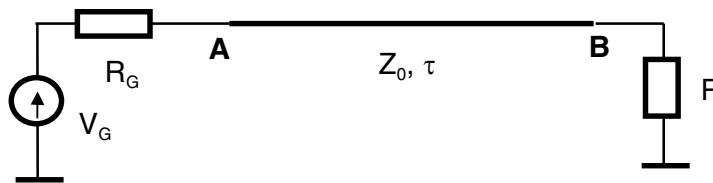


Figura 3.22

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 Ω ;
2. cablu torsadat: 80-180 Ω ;
3. cablu plat: 80-200 Ω ;
4. cablu plat cu traseu de separare la masă: 80 Ω ;
5. conductor independent, la distanță de planul de masă: 200 - 600 Ω ;
6. linie de magistrală: 20-40 Ω .

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:

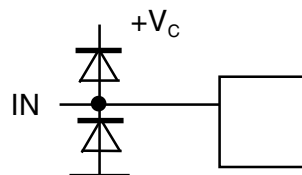


Figura 3.23

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:

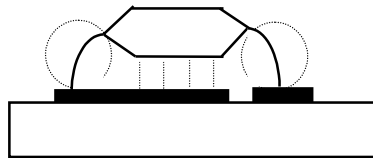


Figura 3.24

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:

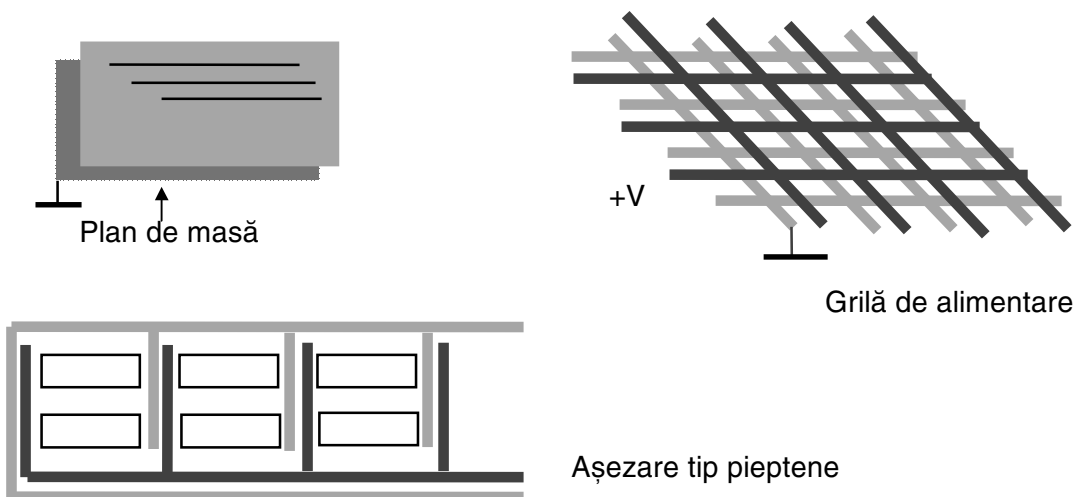


Figura 3.26

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:

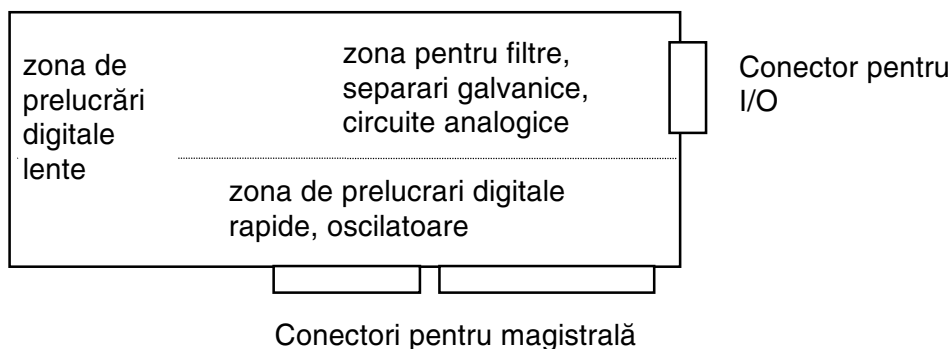


Figura 3.27

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 carcusele 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 (180Ω , 220Ω 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:

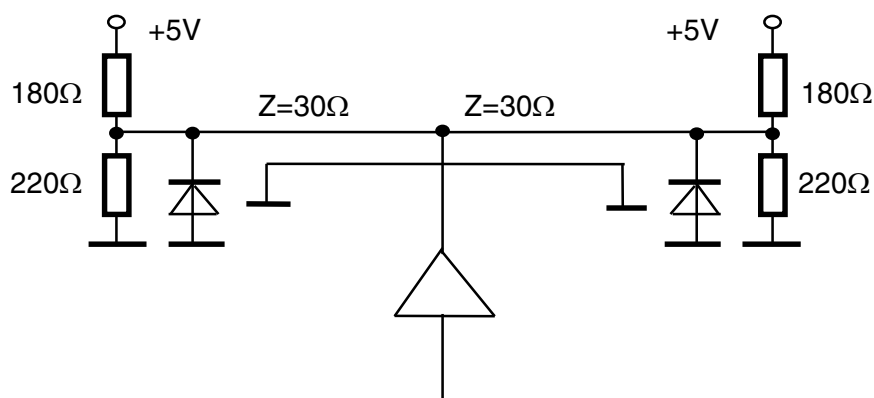


Figura 3.28

Se vede că circuitul driver din figura 3.28 are ca sarcină 2 linii de 30Ω 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 2Ω 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.

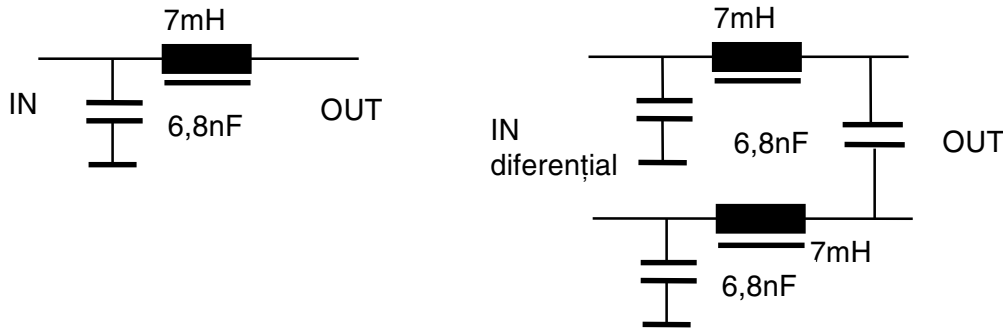


Figura 3.29

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:

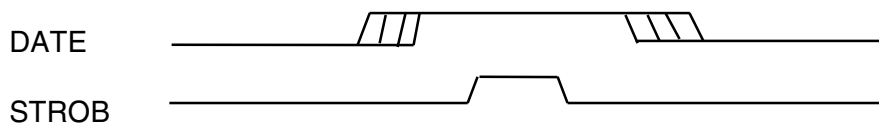


Figura 3.30

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:

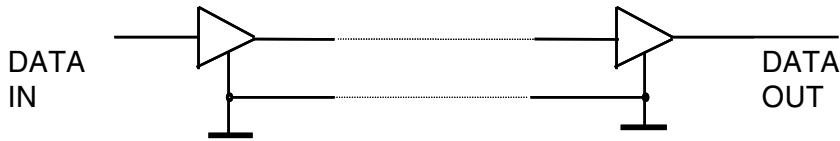


Figura 31

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):

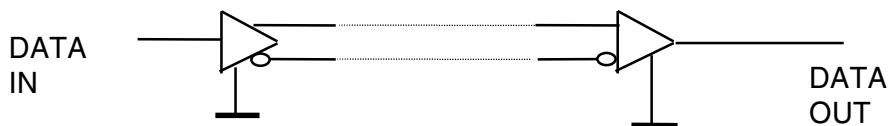


Figura 3.33

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):

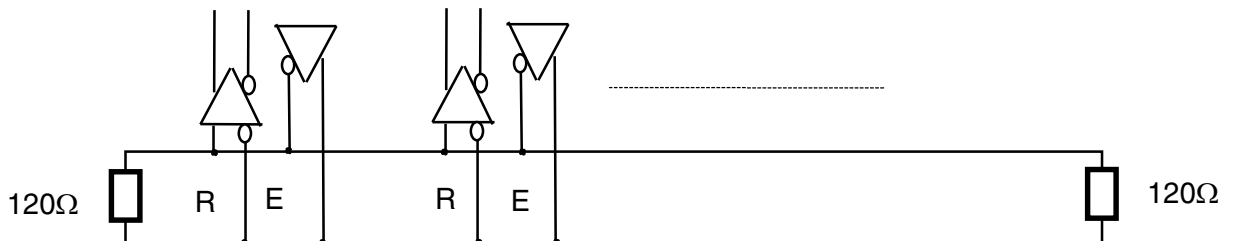


Figura 3.34

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:

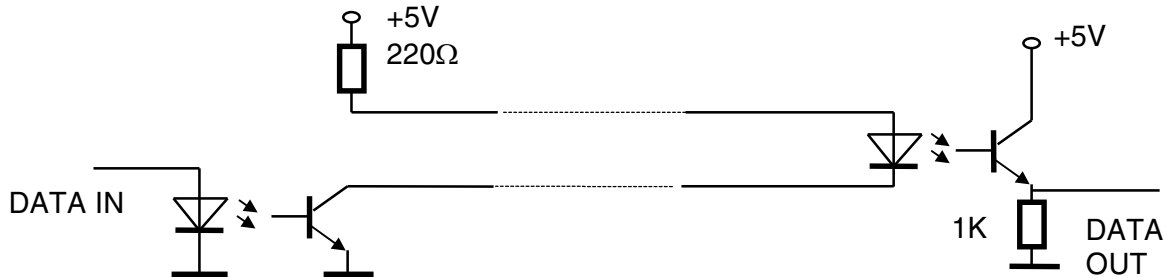


Figura 3.35

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:

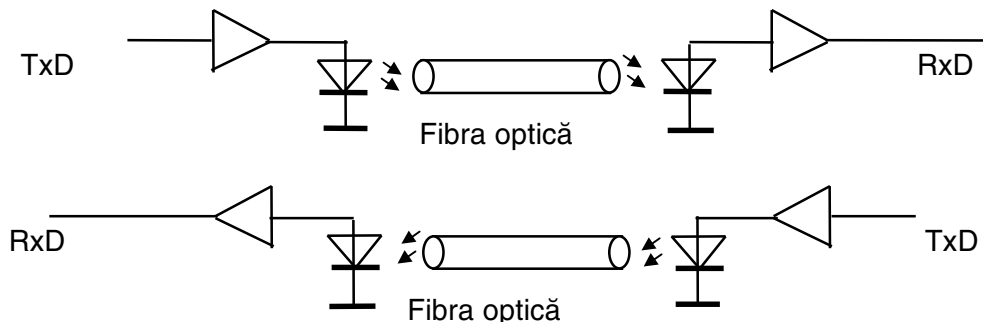


Figura 3.36

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:

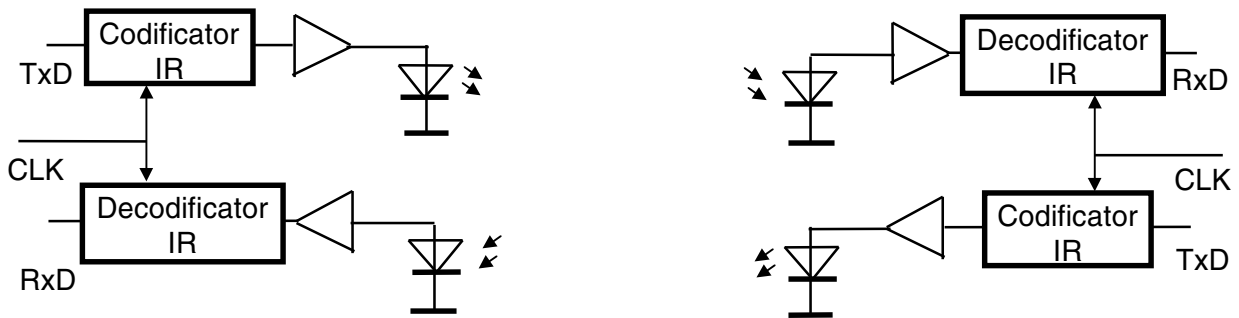


Figura 3.37

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.

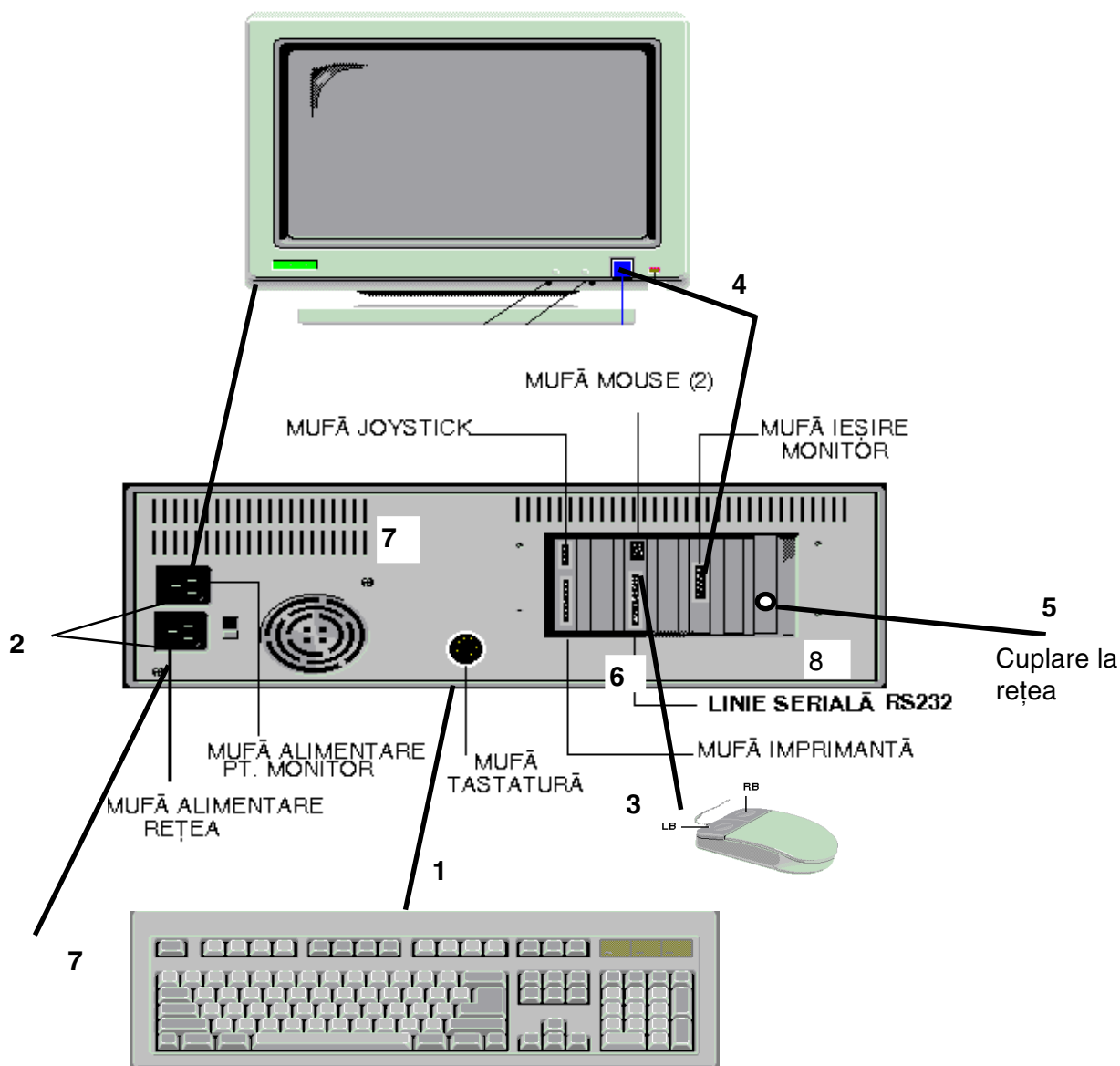


Figura 3.38