

MINISTERUL ÎNVĂȚĂMÂNTULUI
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

**STUDIU ASUPRA POSIBILITĂȚII DE
REDUCERE A EMISIEI ELECTROMAGNETICE
PRIN AMELIORAREA SPECTRULUI SEMNALELOR**

TEZA DE DOCTORAT

Conducător științific:

Prof.dr.ing. Anton POLICEC

613.447
366 Po.

Autor:

ing. Dan Victor ROCHIAN

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

1997

CUPRINS

INTRODUCERE	2
1. ASPECTE ALE EMISIEI ELECTROMAGNETICE	4
1.1.Emisia - latură a compatibilității electromagnetice	4
1.2.Standard de emisie electromagnetică	6
1.3.Emisia datorată cablurilor	12
1.3.1.Mod diferențial - mod comun	13
1.3.2.Generarea semnalului de mod comun	17
1.3.3.Dependența de frecvență	23
1.4.Emisia datorată inductivităților plăcilor de circuit imprimat	24
1.4.1.Inductivitatea parțială a conductoarelor	25
1.4.3.Inductivitatea parțială a traseelor și a planelor	28
1.4.3.Aplicații	30
2. STUDIUL SPECTRULUI SEMNALULUI CVASIDREPTUNGHILAR	35
2.1.Determinarea spectrului semnalelor	35
2.2.Impulsul cvasidreptunghiular singular	36
2.3.Semnalul cvasidreptunghiular periodic	39
2.3.1.Spectrul semnalului trapezoidal periodic	39
2.3.2.Particularizări ale semnalului trapezoidal	41
2.4.Factori care influențează spectrul semnalului cvasidreptunghiular	50
2.4.1.Geometria semnalului trapezoidal	50
2.4.2.Forma fronturilor	55
2.5.Determinări experimentale și concluzii	66
3. AMELIORAREA SPECTRULUI SEMNALULUI DREPTUNGHILAR	70
3.1.Modulația impulsurilor cu semnal continuu	71
3.1.1.Determinarea spectrului trenurilor de impulsuri	71
3.1.2.Modulația impulsurilor în frecvență	72
3.1.3.Modulația impulsurilor în durată	79
3.1.4.Modulația impulsurilor în poziție	81
3.2.Modulația impulsurilor cu semnal aleator	84
3.2.1.Generarea semnalului aleator	86
3.2.2.Distribuția uniformă	87
3.2.3.Distribuția binomială	91
3.2.4.Distribuția normală (Gauss)	93
3.2.5.Distribuția treaptă	94
3.3.Modulația impulsurilor cu semnal pseudoaleator	96
3.3.1.Generarea semnalului pseudoaleator	96
3.3.2.Semnalul pseudoaleator generat cu RDR	98
3.4.Determinări experimentale	101
3.4.1.Generarea software a semnalului modulator	101
3.4.2.Registrul de deplasare cu reacție	107
3.5.Concluzii	108
4. CONTRIBUȚII ORIGINALE	111
BIBLIGRAFIE	114
ANEXĂ	118

INTRODUCERE

Studiul perturbațiilor electromagnetice asupra echipamentelor electronice a reprezentat o preocupare a proiectanților și constructorilor din domeniu încă de la începuturile electronicii. Dacă la început dispozitivele electromecanice nu erau sensibile la perturbații, iar în primii ani ai dezvoltării electronicii studiul susceptibilității se limita la întreruperile sau armonicele tensiunii de alimentare, pe măsura extinderii și diversificării echipamentelor și a activităților care implică utilizarea echipamentelor electronice s-a intensificat și cercetarea privind interacțiunile – de natură perturbativă – între ele sau între acestea și mediu. *Poluarea electromagnetică* a devenit o caracteristică a lumii moderne, dominate de aparatură electrică și electronică.

În aceste condiții a apărut și s-a dezvoltat o disciplină de sine stătătoare, având în centrul preocupărilor noțiunea de **compatibilitate electromagnetică**, definită ca și *capacitate a unui echipament electric de a funcționa într-un mediu dat, la parametri acceptabili, fără a perturba funcționarea altor echipamente*. Chiar definiția sugerează separarea celor două laturi constitutive ale disciplinei: *emisie electromagnetică*, referitoare la acțiunea echipament → mediu, respectiv *susceptibilitatea electromagnetică*, având ca obiect acțiunea mediu → echipament și având ca scop asigurarea *imunității electromagnetice*. Identificarea, măsurarea și limitarea efectelor perturbative pe de o parte, respectiv identificarea, gruparea și modelarea surselor de perturbații pe de altă parte au reprezentat direcții de cercetare pentru specialiștii din domeniul compatibilității electromagnetice. După ani de dezvoltare a tehnicii utilizării energiei electrice în care s-au diferențiat zeci de domenii și subdomenii, de la centrale electrice la microelectronică, în care practic nu se mai regăsesc originile teoretice comune, problemele de compatibilitate electromagnetică creează o arie de intersecție a interesului tehnic, revenind de la nivelul de specializare până la legile primare ale matematicii, fizicii și bazelor electrotehnicii.

Dincolo de soluțiile de natură tehnică, s-au dovedit necesare măsuri de natură administrativă în limitarea efectelor și evaluarea performanțelor. Mai mult, internaționalizarea pieței de produse electronice și tehnică de calcul, libera circulație a acestora, ridicarea barierelor impuse de reglementări locale au impus convergența normelor privitoare la perturbații și stabilirea unor standarde internaționale de compatibilitate electromagnetică.

Astfel, compatibilitatea electromagnetică devine o disciplină situată la confluența dintre teoretic, practic și legal. Cerințele ei reprezintă o presiune suplimentară pe umerii proiectanților și tehnologilor din domeniul producției de echipamente electronice, iar verificarea îndeplinirii acestora reprezintă un efort economic și un consum de timp suplimentar. În aceste condiții, eliminarea sau diminuarea cauzelor perturbațiilor încă din fazele incipiente ale

elaborării unui proiect poate deveni mai eficientă decât aplicarea unor metode și tehnici antiperturbative tradiționale.

Din aria largă a problemelor de compatibilitate electromagnetică, lucrarea de față își propune să studieze și să ofere unele soluții de reducere a emisiei electromagnetice a echipamentelor electromagnetice, aplicabile încă din faza de proiectare.

Capitolul 1 trece în revistă unele probleme de natură teoretică și legală (standarde internaționale) care evidențiază accentul care se pune pe *frecvența semnalelor* în evaluarea performanțelor de compatibilitate electromagnetică ale echipamentelor electronice digitale. De asemenea, se analizează două fenomene ale căror efecte sunt strâns legate de atât creșterea frecvenței semnalelor, cât și de prezența în spectru a unor componente de frecvență critică: modul comun și inductivitățile parazite.

Capitolul 2 realizează o analiză spectrală unificată a principalelor semnale prezente în sistemele digitale, pornind de la un model cuprinzător, propus de autor, al semnalului cvasidreptunghiular (trapezoidal). Scopul analizei este identificarea factorilor care influențează componența spectrală a semnalelor și permite stabilirea unor măsuri de ameliorare a acestuia în vederea reducerii emisiei electromagnetice.

Capitolul 3 studiază posibilitatea de ameliorare a spectrului de frecvență al semnalului dreptunghiular periodic prin modulație a impulsurilor în durată și în poziție. Accentul se pune pe generarea unor semnale modulatorie - deterministe și aleatoare - care să realizeze un compromis favorabil între păstrarea semnalului inițial cât mai aproape de parametrul săi original și atenuarea componentelor spectrale semnificative în vederea reducerii emisiei electromagnetice. În vederea susținerii practice a rezultatelor teoretice deduse și simulate de către autor, s-a realizat experimental un circuit, posibil de integrat, care generează o secvență pseudoaleatoare asimilată cu un tren de impulsuri modulată, asigurând prin aceasta o ameliorare acceptabilă a spectrului de frecvență.

Autorul dorește să-și exprime și pe această cale deplina recunoștință față de conducătorul științific, dl.prof.dr.ing.Anton Policec, care l-a îndrumat și mobilizat continuu pe parcursul anilor de căutări și studii finalizați cu lucrarea de față.

De asemenea, adresează mulțumiri colectivului de cadre didactice de la Universitatea „Politehnica” din Timișoara, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, în special dl.prof.dr.ing.Alimpie Ignea și dl.prof.dr.ing.Ioan Naforniță, pentru sprijinul acordat în diferitele momente ale elaborării lucrării.

În același timp, autorul mulțumește conducerii și colegilor de la S.C.DATATIM S.A. Timișoara, unde își desfășoară activitatea, pentru înțelegerea și sprijinul nemijlocit acordat în finalizarea muncii de cercetare și de elaborare a lucrării.

CAPITOLUL 1

ASPECTE ALE EMISIEI ELECTROMAGNETICE

1.1. Emisia - latură a compatibilității electromagnetice

Creșterea impresionantă a numărului și performanțelor echipamentelor și sistemelor electronice și de tehnică de calcul, utilizarea lor în practic toate domeniile vieții, a devenit un atribut important al societății actuale. O preocupare importantă a proiectanților și fabricanților de astfel de echipamente a fost studiul comportării și protecției la perturbații datorate atât mediului (descărcări atmosferice, descărcări electrostatice), cât și interferențelor cu alte sisteme electrice și electronice. Dezvoltarea unilaterală a studiului perturbațiilor, doar prin prisma receptării lor, s – ar fi lovit de imposibilitatea practică sau economică a protejării la o gamă largă și imprevizibilă de perturbații. S – a dovedit necesară măsurarea și limitarea perturbațiilor provocate de diferitele sisteme sau echipamente în funcționarea lor. O latură a emisiei electromagnetice mai puțin luată în considerare de proiectanți este conținutul de informație al perturbațiilor emise, ceea ce poate avea (în domeniul militar, financiar etc.) efecte negative mai mult pentru emițător decât pentru receptor.

Prin alăturarea celor două aspecte s – a dezvoltat ca disciplină tehnică studiul *compatibilității electromagnetice*, proprietate a unui echipament de a funcționa la parametri acceptabili în prezența altor echipamente, fără a perturba funcționarea acestora.

Cele trei elemente constitutive ale oricărei probleme de compatibilitate electromagnetică sunt sursa, receptorul și calea dintre ele. Din punct de vedere tehnic, absența oricăruia dintre verigi elimină problema; receptorul nu mai constituie obiect de studiu în absența perturbației. Dar din punct de vedere teoretic și legal, emisia presupune separarea primelor două elemente, receptorul fiind prezent doar potențial, reprezentat printr – un nivel al perturbațiilor admisibil.

Pentru a delimita spațiul fiecărei verigi în cadrul problemei, standardele de compatibilitate electromagnetică definesc următoarele mărimi:

Nivelul de perturbație reprezintă valoarea maximă a perturbației (de un anumit tip) așteptată în mediul de funcționare (incluzând echipamentul în studiu); caracterizează condițiile concrete de funcționare.

Nivelul de compatibilitate reprezintă valoarea perturbației care este sesizată de un echipament; caracterizează relația mediu – echipament.

Nivelul de imunitate reprezintă valoarea perturbației la care echipamentul poate funcționa la un nivel cerut/acceptat de performanță; caracterizează relația echipament – utilizator.

Nivelul de susceptibilitate reprezintă valoarea perturbației la care echipamentul nu mai funcționează satisfăcător; caracterizează calitatea

echipamentului.

Disponerea relativă a acestor valori pe o axă reprezentând nivelul perturbațiilor, în situația asigurării compatibilității electromagnetice echipament – mediu, este prezentată în figura 1.1.1.a. Deplasarea în sus a primului nivel atrage după sine necesitatea deplasării celorlalte trei niveluri, cele dependente de echipament, prin îmbunătățirea parametrilor acestuia.

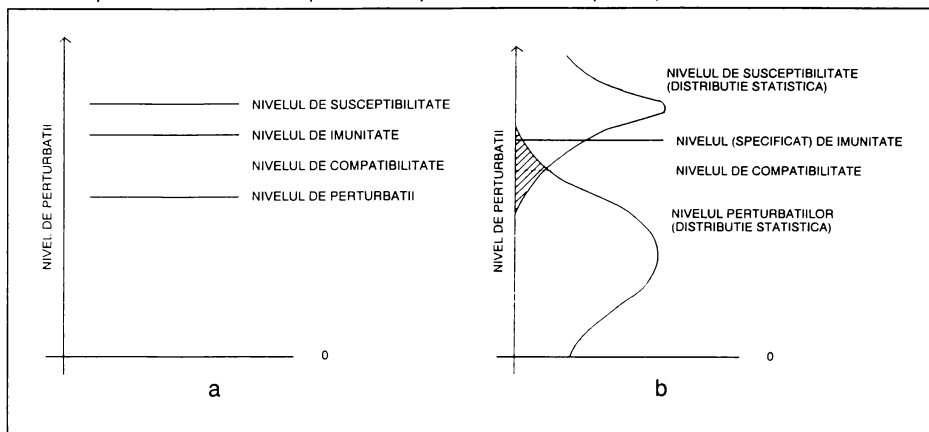


Figura 1.1.1.

În practică, nivelurile prezentate nu sunt bine determinate. De exemplu, este dificil, chiar imposibil de determinat nivelul maxim posibil al perturbației în mediul de funcționare. Pe de altă parte, nu este economic să se considere maximum absolut al perturbațiilor dacă atingerea acestuia are loc foarte rar. Este mult mai potrivită o abordare probabilistică a acestei mărimi. Astfel, pare mai potrivit să se înlocuiască formularea de "nivel maxim" cu cea "nivel care poate fi depășit cu o anumită probabilitate (5%, 2%, 1%)".

Observațiile asupra echipamentelor de același tip – teoretic identice – demonstrează că nivelul de susceptibilitate este supus unor reguli statistice, existând probabilitatea nenulă ca anumite echipamente să funcționeze incorect în prezența perturbației de nivel mai scăzut decât cel determinat prin testările de imunitate.

Considerând distribuțiile statistice de tip gaussian, se poate redesena disponerea nivelurilor de perturbații care caracterizează compatibilitatea electromagnetică ca în figura 1.1.1.b. Regiunea hașurată sugerează probabilitatea diferită de zero de apariție a incompatibilității.

Fără a încerca enumerarea, clasificarea sau studiul principiului de funcționare ale surselor de perturbații, într-o accepțiune suficient de largă se consideră surse potențiale de probleme de compatibilitate electromagnetică sistemele de alimentare cu energie electrică și practic orice dispozitiv care utilizează această energie.

Metodele de transfer (cuplare) a energiei electromagnetice dinspre surse spre exterior se clasifică în patru categorii:

- cuplare galvanică (prin conducție);
- cuplare inductivă (prin câmp magnetic);
- cuplare capacitivă (prin câmp electric);
- radiație (câmp electromagnetic).

Ca latură a compatibilității electromagnetice, emisia perturbațiilor este, pe de o parte, subiect de cercetare teoretică și practică, iar pe de altă parte, obiect al standardelor naționale și internaționale. Limitarea emisiei perturbațiilor reprezintă o cerință impusă tuturor producătorilor de echipamente electronice.

1.2. Standarde de emisie electromagnetică

Actualele standarde de compatibilitate electromagnetică sunt în plin proces de internaționalizare, de punere de acord a comisiilor de specialitate din țările europene în privința reglementărilor care să asigure circulația liberă a produselor electronice pe piața europeană. Stabilirea unor norme unice asigură în cele din urmă reducerea costurilor necesare testării produselor diferențiat pentru diferitele piețe – țintă.

Normele în vigoare referitoare la emisia electromagnetică sunt cuprinse într – o serie de documente pregătite de Subcomisiile Tehnice ale *Comitetului European pentru Standardizare Electrotehnică (CENELEC – Comité Européen de Normalisation Electrotechnique)* la cererea *Comisiei Internaționale pentru Electrotehnică (IEC - International Electrotechnical Commission)* a *Organizației Internaționale pentru Standardizare (ISO - International Organization for Standardization)*.

Documentul de bază este EN 50081 – "Compatibilitatea electromagnetică – Standardul generic de emisie" ([1]), acoperind perturbațiile cuprinse în banda de frecvență 0 Hz – 400 GHz și fiind format din două părți:

– EN 50081 – 1, având ca obiect aparatele electrice și electronice destinate funcționării în mediu rezidențial, comercial sau de industrie ușoară, conectate la rețeaua publică de curent alternativ de joasă tensiune sau la o sursă de curent continuu alimentată de la rețea. Condițiile de funcționare tipice cuprind: spațiile de locuit, comerciale, birouri, spații publice de recreere, industrie ușoară și prestatoare de servicii;

– EN 50081 – 2, având ca obiect echipamentele electrice și electronice destinate utilizării în mediu industrial sau în imediata vecinătate a instalațiilor industriale de putere, în spațiu închis sau deschis, alimentate la rețeaua de înaltă sau medie tensiune. Mediul industrial este caracterizat de cel puțin una din următoarele condiții: a) prezența aparaturii ISM (industriale, științifice,

medicale); b) comutări frecvente ale unor sarcini mari inductive și/sau capacitive; c) existența unor curenți și a câmpurilor magnetice asociate de intensitate mare.

Pornind de la standardul generic, în funcție de modul de emisie a perturbațiilor, s-au dezvoltat standarde speciale pentru perturbațiile prin conducție și prin radiație.

Standardul EN 60555 (dezvoltat din Publicația IEC 555) ([2]) are ca obiect perturbațiile emise de aparatele electrocasnice și similare în rețeaua de alimentare de curent alternativ. Sunt specificate cerințele generale, valorile maxime admisibile și metodele practice de măsurare ale armonicelor, respectiv ale fluctuațiilor tensiunii de alimentare.

Cerințele legate de emisia perturbațiilor prin câmp electromagnetic au fost formulate de *Comitetul Special Internațional pentru Interferență Radio (CISPR – Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques)* într-o serie de publicații distincte după natura echipamentelor generatoare de astfel de perturbații. Dintre acestea am selectat câteva publicații de interes privind limitele admise pentru perturbații, despre care voi prezenta în continuare câteva elemente generale.

CISPR 11 (devenită EN 55011) ([3]) cuprinde valorile limită și metodele de măsurare a perturbațiilor electromagnetice produse de echipamente ISM care generează și/sau utilizează energie de radiofrecvență cu altă destinație decât pentru telecomunicații.

După modul de utilizare a energiei de radiofrecvență, standardul definește două grupe de echipamente:

- Grupa 1 cuprinde echipamente care utilizează și/sau generează energie de radiofrecvență și a căror funcționare se bazează pe aceasta, de regulă aparatură științifică și de laborator, ca de exemplu: generatoare de semnal, receptoare de măsură, surse în comutație;
- Grupa 2 cuprinde echipamente care generează intenționat energie de radiofrecvență sub formă de radiație electromagnetică în scopul realizării funcțiilor lor, de regulă aparatură industrială, ca de exemplu: cuptoare electrice cu curenți de radiofrecvență, aparate de sudură, echipamente de terapie cu unde scurte etc.

După destinația (locul de folosire) a echipamentelor, acestea se divid în două clase:

- Clasa A cuprinde echipamente destinate să funcționeze în alte medii decât casnic;
- Clasa B cuprinde echipamente destinate utilizării în spații alimentate direct de la rețeaua publică (casnică) de joasă tensiune.

Nivelurile de radiație admise pentru echipamentele din clasa B sunt mai scăzute decât cele din clasa A, aceasta justificându-se prin situarea în

vecinătatea unor alte echipamente (de regulă de utilizare casnică) mai slab protejate la perturbații.

CISPR 13 (devenită EN 55013) ([4]) specifică valorile limită și metodele de măsurare a perturbațiilor generate de receptoarele de sunet și imagine (radio și televiziune) și similare. Standardul stabilește nivelul admisibil și configurația de măsurare ale perturbațiilor emise pe intrarea de alimentare, respectiv pe cea de antenă, precum și cele ale câmpului electromagnetic datorat oscilatoarelor interne.

CISPR 14 (devenită EN 55014) ([5]) se referă la perturbațiile electromagnetice emise prin radiație sau conducție de aparatele electrocasnice, portabile sau similare. Standardul se referă explicit la perturbații continue (produse de motoare, sisteme cu dispozitive semiconductoare de redresare și de încărcare a bateriilor) și discontinue (produse de comutări și cuplări/decuplări ale unor contacte).

CISPR 15 (devenită EN 55015) ([6]) se referă la perturbațiile electromagnetice emise prin radiație sau conducție de către instalațiile de iluminat, echipamentele cu radiație în infraroșu sau ultraviolet, panouri luminoase cu neon, startere.

CISPR 22 (devenită EN 55022) ([7]) se referă la emisia perturbațiilor din echipamentele de tehnică de calcul. Natura semnalelor vehiculate în aceste echipamente, preponderent digitale, a impus publicarea unui standard special pentru echipamentele de tip "calculator". Prin analogie cu cele științifice, acestea sunt grupate în două clase:

- Clasa A cuprinde calculatoare destinate utilizării în spații de tip comercial, unde pot să interfere cu echipamente de telecomunicații (telefonie, noduri de rețele);
- Clasa B cuprinde calculatoare destinate utilizării în spațiu de tip casnic, unde sunt posibile în special interferențe cu aparatele de radio, televizoare, calculatoare personale.

Limita admisă pentru perturbațiile radiate pentru clasa A este cu 10 dB mai înaltă decât pentru clasa B, ținând seama de performanțele mai ridicate ale echipamentelor expuse perturbării.

Metodele de măsurare și dispozitivele și echipamentele aferente sunt specificate de publicația CISPR 16 (devenită EN 50016).

În continuare voi prezenta limitele admise pentru perturbațiile emise de câteva categorii de echipamente electronice conform standardelor menționate anterior.

O primă categorie de perturbații luate în considerare sunt cele emise prin conducție pe portul de alimentare (cablul de alimentare de la rețeaua de curent alternativ de joasă tensiune). Nivelurile admise de perturbație diferențiate pe domenii de frecvență, exprimate în dB(μ V), sunt redată în tabelele 1.2.1.a-c. Intervalele marcate cu * semnifică o variație a limitei admise între cele două valori, descrescător cu logaritmul frecvenței.

Echipamente industriale, științifice și medicale
- CISPR 11 -

Tabelul 1.2.1.a

Banda de frecvență [MHz]	Clasa A				Clasa B	
	Grupa I		Grupa II		Grupa I	
	Cvasi-vârf	Mediu	Cvasi-vârf	Mediu	Cvasi-vârf	Mediu
0.15 - 0.50	79	66	100	90	66 - 56 *	56 - 46 *
0.50 - 5	73	60	86	76	56	46
5 - 30	73	60	90 - 70 *	80 - 60 *	60	50

Tehnică de calcul
- CISPR 22 -

Tabelul 1.2.1.b

Banda de frecvență [MHz]	Clasa A		Clasa B	
	Cvasi-vârf	Mediu	Cvasi-vârf	Mediu
0.15 - 0.50	79	66	66 - 56 *	56 - 46 *
0.50 - 5	73	60	56	46
5 - 30	73	60	60	50

Receptoare de radiodifuziune și televiziune
- CISPR 13 -

Tabelul 1.2.1.c

Banda de frecvență [MHz]	Cvasi-vârf	Mediu
0.15 - 0.50	66 - 56 *	56 - 46 *
0.50 - 5	56	46
5 - 30	60	50

A doua categorie de perturbații specificate în standarde sunt cele emise

prin radiație electromagnetică. Nivelurile admise de perturbație diferențiate pe domenii de frecvență, grupe și clase, exprimate în dB(μ V/m), sunt redată în tabelele 1.2.2.a-c.

Echipamentele industriale, științifice și medicale și tehnică de calcul,
clasa A, distanța de măsurare 30 m
- CISPR 11, CISPR 22 -

Tabelul 1.2.2.a

Banda de frecvență [MHz]	ISM Grupa 1 și tehnica de calcul (*)	Grupa 2	Nivelul minim
0.15 - 0.49 0.49 - 1.705 1.705 - 2.194 2.194 - 3.95 3.95 - 20 20 - 30	în discuție	85 75 80 75 60 50	
30 - 47 47 - 68 68 - 80.872 80.872 - 81.848 81.848 - 87 87 - 134.786 134.786 - 136.414 136.414 - 156 156 - 174 174 - 188.7 188.7 - 190.979 190.979 - 230	30 (*)	58 40 53 68 53 50 60 50 64 40 50 40	30
230 - 400 400 - 470 470 - 1000	37 (*)	50 53 50	37

* - marchează domeniile de frecvență specificate pentru echipamentele de tehnică de calcul.

Echipamentele industriale, științifice și medicale și tehnică de calcul,
clasa B, distanța de măsurare 10 m
- CISPR 11, CISPR 22 -

Tabelul 1.2.2.b

Banda de frecvență [MHz]	ISM Grupa 1 și tehnica de calcul	Grupa 2	Nivelul minim
0.15 - 30	în discuție	în discuție	

Banda de frecvență [MHz]	ISM Grupa 1 și tehnică de calcul	Grupa 2	Nivelul minim
30 - 80.872 80.872 - 81.848 81.848 - 134.786 134.786 - 136.414 136.414 - 230	30	30 50 30 50 30	30
230 - 1000	37	37	37

Receptoare de radiodifuziune și televiziune
distanța de măsurare 3 m
- CISPR 13 -

Tabelul 1.2.2.c

Sursa de perturbații / Frecvența [MHz]		Echipamentul	Receptoare TV și VCR	Receptoare radio FM
Oscilator local	Fundamentala		57* (56**)	60
	Armonici	80 - 300	52	52
		300 - 1000	56	56
Alte surse		121.5	40	-
		243	47	-

* - pentru frecvența canalului sub 300 MHz

** - pentru frecvența canalului peste 300 MHz

Figura 1.2.1. oferă o imagine practică a limitelor admise de standarde pentru nivelurile de perturbație electromagnetică ale echipamentelor electronice și electrice (excluzând receptoarele de radio și televiziune) pe portul de alimentare (a), respectiv radiate (b). Am trasat cele mai scăzute valori dintre cele admise pentru tipurile de echipamente menționate în acest paragraf.

Pentru a evidenția pe același grafic nivelurile de radiație măsurate la distanțe diferite (30 m pentru clasa A și 10 m pentru clasa B), am presupus variația câmpului invers proporțională cu distanța de măsurare și am reprezentat nivelul admis pentru clasa A majorat cu $20\log_3 \approx 10$ dB.

Măsurarea perturbațiilor emise de echipamentele electrice și electronice este o activitate costisitoare, necesitând de regulă spații și aparatură speciale pentru testare. Repetarea măsurătorilor în cazul nerespectării limitelor legale duce la multiplicarea cheltuielilor. Aceasta impune luarea în considerare a

aspectelor de compatibilitate electromagnetică încă din faza de proiectare și modelare, astfel încât sursele de emisie de perturbație să fie detectate și evaluate în fazele incipiente ale realizării echipamentelor.

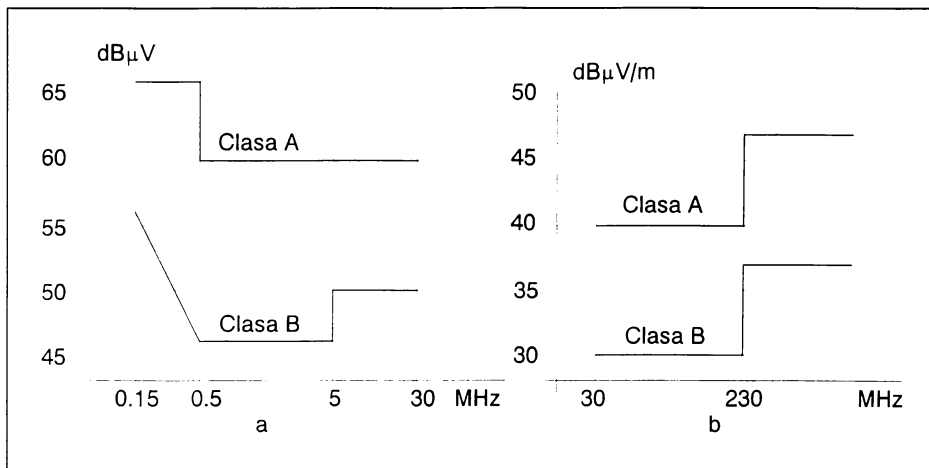


Figura 1.2.1.

Se observă importanța factorului frecvență în stabilirea performanțelor de compatibilitate electromagnetică ale echipamentelor. La frecvențe înalte modalitatea de perturbare luată în considerare de standarde este radiația electromagnetică. În continuare mă voi referi la câteva aspecte ale emisiei perturbative care sunt în strânsă legătură cu frecvența, care se manifestă mai pregnant în zona superioară a spectrului de frecvențe (aparitia perturbațiilor de mod comun, efectul inductivităților parazite).

1.3. Emisia datorată cablurilor

În general, cercetătorii în domeniul compatibilității electromagnetice consideră ca principală sursă de emisie de perturbații din echipamentele electronice (fie prin conducție, fie prin radiație) cablurile conectate la acestea.

Prin restrângerea domeniului de studiu la incinta unui echipament, sau la vecinătatea unui circuit, sursa de radiație se apropie tot mai mult de modelul teoretic (al dipolilor elementari), fiind asociată cu orice conductor sau buclă parcursă de curent (conexiuni interne, trasee de cablaj, cabluri de legătură, bucle de circuit). De aceea, pentru a face un studiu cât mai complet al emisiei de perturbații, trebuie luate în considerare toate elementele constitutive ale echipamentului. Mai mult, există preocupări ([21]) pentru realizarea unui model elementar echivalent din punct de vedere al emisiei electromagnetice pentru circuitele integrate.

Efectul global este dominat de regulă de o anumită componentă sau

subansamblu, care, în cazul echipamentelor ecranate corespunzător, este cablul (sau cablurile) atașat. Cablul reprezintă sursa sau suportul de emisie a perturbațiilor dinspre echipament atât prin *conducție* (semnalul parazit circulând alături de cel util), cât și prin *radiație* (cablul comportându-se ca o antenă de emisie). Cele două moduri de perturbare nu sunt independente; perturbația transmisă pe cablu spre echipamentul alăturat este în același timp radiată în mediul înconjurător. Diferitele metode și tehnici de protecție (ecranare, filtrare, simetrizare, torsadare) reduc semnificativ aceste fenomene, dar evoluția tehnologiei electronice, în special în sensul extinderii gamei frecvențelor de lucru, al scăderii dimensiunilor, respectiv complexitatea și amploarea interconectării echipamentelor, pun noi probleme în asigurarea compatibilității electromagnetice.

1.3.1. Mod diferențial - mod comun

Asimilând "cablul" cu două conductoare prin care semnalul este transportat de la sursă la sarcină, perturbațiile transmise între mediu și sistem prin intermediul cablurilor se pot manifesta sub următoarele două forme:

- *perturbații (semnale) de mod comun* (longitudinal, "common – mode"), constând în apariția unei energii perturbatoare raportate față de o referință comună, de regulă masa;
- *perturbații (semnale) de mod diferențial* (transversal, "differential – mode"), constând în apariția unui semnal între cele două linii.

Perechea de noțiuni mod diferențial - mod comun este un concept de bază în compatibilitatea electromagnetică, care însoțește practic orice transmitere a unui semnal între două puncte ale unui circuit.

Deoarece în continuare mă voi referi în principal la emisia perturbațiilor prin radiație cauzată de curenții care parcurg cablurile, indiferent de cauza sau intenția apariției lor, le voi denumi generic semnale fără a le evidenția aspectul perturbativ.

Pentru a urmări radiația cablurilor, voi porni de la un model simplu, (figura 1.3.1.), format dintr-o pereche de cabluri conectate între o sursă de semnal și sarcină prin care circulă curenții I_1 , respectiv I_2 , practic diferiți din cauza altor impedanțe - de regulă parazite - conectate în nodurile circuitului. În primul rând voi face identificarea componentelor de mod diferențial și comun din sistemul de ecuații:

$$I_1 = I_c + I_d ; \quad I_2 = I_c - I_d$$

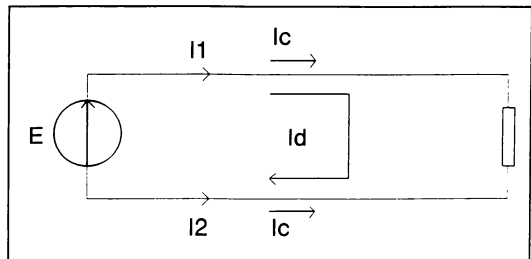


Figura 1.3.1.

Rezultă:

$$I_d = \frac{I_1 - I_2}{2} ; \quad I_c = \frac{I_1 + I_2}{2} .$$

Din punct de vedere al curentului de mod diferențial, circuitul este privit ca o buclă, iar din cel al curentului de mod comun, ca o pereche de conductoare paralele, alăturate.

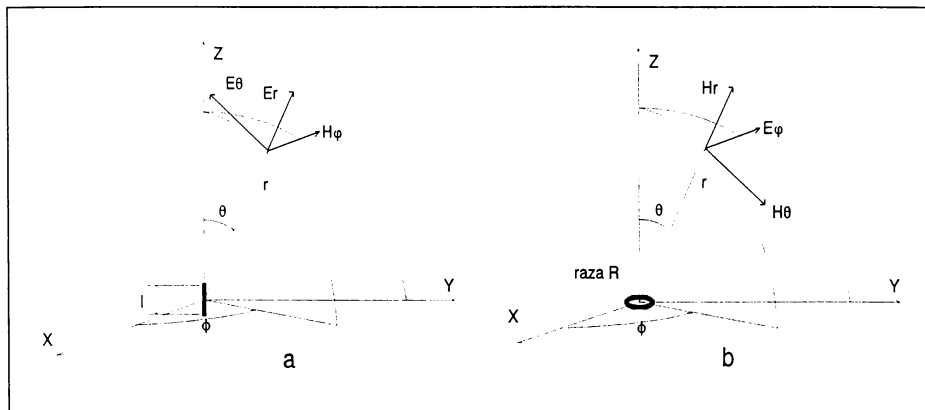


Figura 1.3.2.

În teoria radiației electromagnetice, se definesc dipolul elementar electric (Hertz) - ca un conductor de lungime \$l\$, respectiv dipolul elementar magnetic - ca o spiră circulară de rază \$R\$, parcursă de un curent \$I_0\$. Dimensiunile se consideră neglijabile în raport cu lungimea de undă a curentului.

Considerând dipolii centrați în origine, cu orientările și notațiile din figura 1.3.2. (dipolul electric (a) de-a lungul axei \$Oz\$, iar spira (b) în planul \$xOy\$) componentele ale câmpului electromagnetic într-un punct de coordonate \$(r, \theta, \varphi)\$ sunt cele din figură și se calculează pornind de la ecuațiile lui Maxwell cu expresiile:

- pentru dipolul electric:

$$E_r = \frac{Z_0}{2\pi} \frac{I_0 l \cos\theta}{r^2} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} ;$$

$$E_\theta = \frac{jZ_0 k}{4\pi} \frac{I_0 l \sin\theta}{r} \left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{kr^2} \right) e^{-jkr} ;$$

$$H_\phi = \frac{jk}{4\pi} \frac{I_0 l \sin\theta}{r} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) e^{-jkr} ;$$

- pentru dipolul magnetic:

$$H_r = \frac{jk}{2\pi} \frac{\pi R^2 I_0 \cos\theta}{r^2} \left(1 + \frac{1}{jkr}\right) e^{-jkr} \quad ;$$

$$H_\theta = \frac{-k^2}{4\pi} \frac{\pi R^2 I_0 \sin\theta}{r} \left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{kr^2}\right) e^{-jkr} \quad ;$$

$$E_\phi = \frac{Z_0 k^2}{4\pi} \frac{\pi R^2 I_0 \sin\theta}{r} \left(1 + \frac{1}{jkr}\right) e^{-jkr}$$

unde:

μ este permeabilitatea magnetică a mediului;

ε este permitivitatea dielectrică a mediului;

$Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ este impedanța caracteristică a mediului;

$k = 2\pi/\lambda = \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$ este numărul de undă;

Particularizând relațiile pentru cazul câmpului depărtat (caracterizat prin $l/r \ll 1$), termenii raționali din interiorul parantezelor se pot neglija datorită prezenței lui r la numitor ([59]). De asemenea, în cazul dipolului electric, datorită intervenției lui r la puteri diferite, componenta E_r se poate neglija față de E_θ , astfel încât componenta electrică a câmpurilor electromagnetice radiate de cei doi dipoli devin:

- pentru dipolul electric:

$$E_\theta = \frac{jZ_0 k}{4\pi} \frac{I_0 l \sin\theta}{r} e^{-jkr} \quad ;$$

- pentru dipolul magnetic:

$$E_\phi = \frac{Z_0 k^2}{4\pi} \frac{A I_0 \sin\theta}{r} e^{-jkr} \quad ;$$

în care am evidențiat aria spirei $A = \pi R^2$.

Revenind la modelul din figura 1.3.1., conductoarele parcurse de cei doi curenți pot fi asimilate, în anumite limite ([27],[36]), cu doi dipoli elementari. Intensitatea câmpului electric radiat, în V/m, măsurat la o distanță r suficient de mare, se poate determina cu expresiile:

$$E_D = 1,316 \cdot 10^{-14} \frac{I_d f^2 L d}{r} \sin\theta \quad ;$$

$$E_C = 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{I_c f L}{r} \sin\theta$$
(1.3.1)

unde:

E_D, E_C : intensitatea câmpului electric radiat de componentele de mod diferențial, respectiv comun;

- I_d, I_c : curenții de mod diferențial, respectiv comun, care parcurg conductoarele;
- f : frecvența semnalului;
- r, θ : poziția punctului de măsurare (distanța față de conductoare și unghiul de observare);
- L : lungimea conductoarelor (considerată mult mai mică decât lungimea de undă a semnalului);
- d : distanța între conductoare.

și s-a ținut seama de faptul că pentru modul comun coexistă doi dipoli electrici identici, paraleli.

Având în vedere lungimea conductoarelor normale, presupunerea inițială privind relația dintre dimensiunea dipolului și lungimea de undă a semnalului nu mai este adevărată la frecvențe foarte înalte. Totuși expresiile sunt utilizate în literatură în aproximarea câmpului emis de cabluri.

Din ecuațiile anterioare se poate remarca că, deși curentul de mod comun este mult inferior ca mărime celui de mod diferențial, câmpul radiat este mai intens, astfel încât, de exemplu, același nivel de radiație de $100 \mu\text{V/m}$ la o frecvență de 30 MHz se poate obține dintr-o pereche de fire de 1 m, distanțate la 1,27 mm, parcurse de un curent de mod diferențial de 20 mA sau de un curent de mod comun de numai $8 \mu\text{A}$.

În graficul din figura 1.3.3. am trasat variația câmpului radiat de un conductor bifilar în lungime de 1 m, parcurs de un curent de mod diferențial de 10 mA,

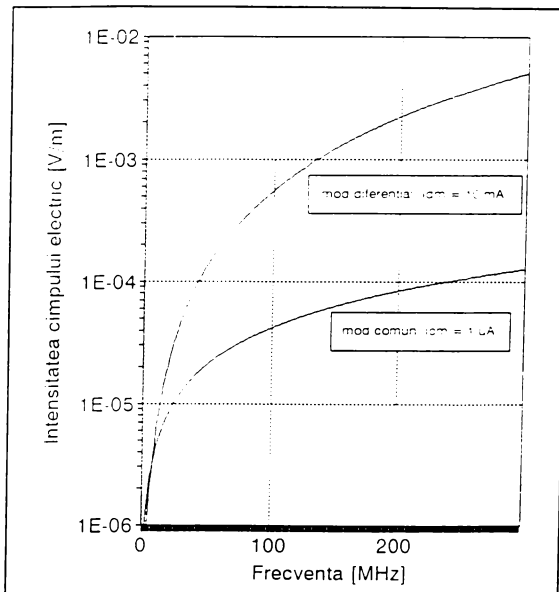


Figura 1.3.3.

respectiv de mod comun de $1 \mu\text{A}$, măsurat la o distanță de 3 m, perpendicular pe fire. Raportul 10^4 (80 dB) între cei doi curenți este uzual în circuitele reale. Pentru simplificarea expresiilor se poate lua în considerare valoarea maximă a câmpului, măsurată într-un punct situat pe "mediatoarea" cablului, deci, $\theta = \pi/2$, de unde rezultă că factorul $\sin\theta = 1$ dispăre.

Se observă creșterea cu frecvența a câmpului electric radiat, indiferent de modul curentului care îl produce. Deși modul diferențial determină o creștere mai rapidă, la frecvențe foarte înalte, datorită mecanismului de producere (a se vedea paragraful următor), curentul de mod comun crește substanțial

ca valoare, determinând și creșterea proporțională a câmpului radiat. Această diferențiere este prezentată în literatură ([38]) ca „efect dominant” și are ca scop dirijarea eficientă a măsurilor de protecție împotriva perturbațiilor în funcție de domeniul de frecvență.

Pentru a avea o imagine a respectării normelor de compatibilitate, pe baza relațiilor (1.3.1) am calculat și am trasat (figura 1.3.4.) variația în frecvență a valorii curenților de mod diferențial, respectiv comun, care ar determina un câmp electric de nivel maxim admis la o distanța de măsurare de 10 m. Discontinuitatea curbelor se datorează saltului

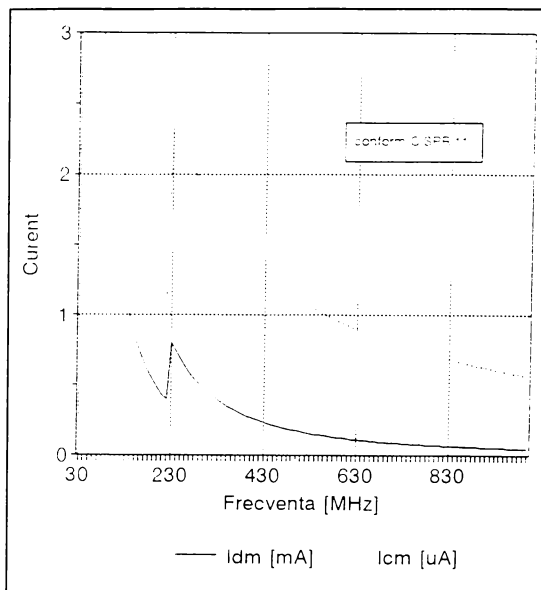


Figura 1.3.4.

valorii nivelului de radiație admis de standardul luat în considerare la frecvența de 230 MHz (subcapitolul 1.2, tabelele 1.2.2).

1.3.2. Generarea semnalului de mod comun

Cauzele și condițiile favorizante ale apariției semnalelor de mod comun într-un circuit electronic sunt multiple. Tensiunea de mod comun se poate datora unor creșteri tranzitorii ale potențialului masei, tensiunilor induse în buclele de masă etc. și poate determina curenți de mod comun care să producă alterarea semnalului util, pe sarcină (conversie mod comun - mod diferențial), descărcări între bornele de semnal și carcasa legată la masă, distrugerea intrării receptorului prin depășirea valorii maxime admise.

La scară redusă, unde accesul perturbațiilor exterioare este mai puțin probabil, modul comun este determinat în cele mai multe situații de comportarea neideală și de elementele parazite ale circuitelor; un astfel de exemplu este cel al salturilor de tensiune ale masei („ground bounce”) la comutarea porților logice (zgomotul de comutare).

În figura 1.3.5. am prezentat schematic etajul de ieșire al unei porți CMOS, evidențiind caracterul capacitiv al sarcinii C_L și inductivitatea parazită L_g a legăturii între referința internă a circuitului integrat și planul de masă al circuitului imprimat (pinul, eventual segmentul de traseu). Pe pinii de masă se însumează curenții prin etajul de ieșire și provenind de la celelalte porți din

613.447
366 B.

circuitul integrat. Legătura spre planul de alimentare V_{CC} este similară.

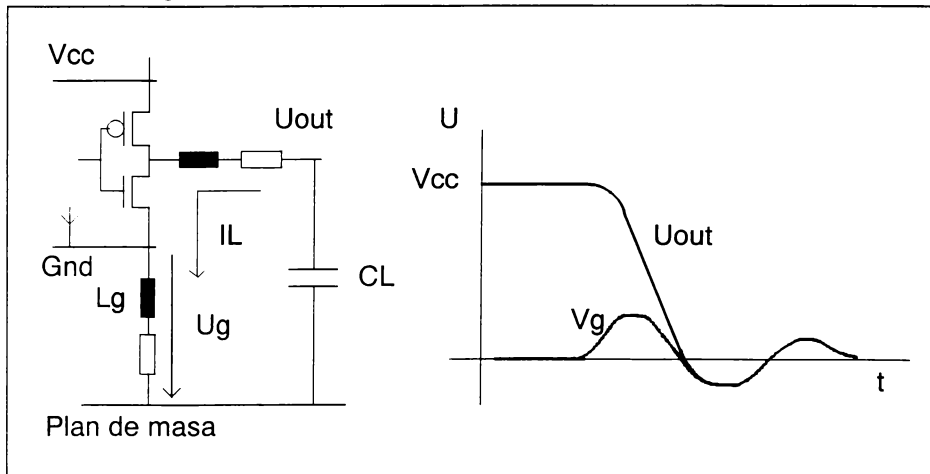


Figura 1.3.5.

Având în vedere caracterul capacitiv al sarcinii, curentul de ieșire rezultat este:

$$i_L = C_L \frac{dU_{out}}{dt}$$

Evident, mărimea acestui curent este dată de viteza de variație a tensiunii pe durata tranziției, deci de durata frontului. Neglijând efectul rezistenței pinilor, tensiunea U_g se calculează ca ([29]):

$$U_g = L_g \frac{di_L}{dt} = L_g C_L \frac{d^2 U_{out}}{dt^2}$$

Este evidentă dependența nivelului maxim al lui U_g de viteza de variație a tensiunii U_{out} , deci de durata frontului impulsurilor generate de circuit. De asemenea, mărimea acestei tensiuni este multiplicată cu numărul de porți care comută simultan și de sarcină. O manifestare similară are loc pe pinul de alimentare V_{CC} , dar tensiunea corespunzătoare este mai redusă datorită absenței curentului de sarcină.

Tensiunea U_g se manifestă ca o tensiune de mod comun pentru circuitul integrat, a cărei referință internă se modifică față de referința comună a circuitelor cu care este conectat. Existența acestei tensiuni alterează nivelul pragurilor de comutare ale circuitelor și apariția fronturilor deformate și a comutărilor false. Curenții care însoțesc aceste tensiuni (unor valori tipice ale sarcinii $C_L = 50$ pF și ale vitezei de comutare 2 V/ns le corespunde un curent de 100 mA) pot determina câmpuri electromagnetice intense ([29]).

În transmisia de date se utilizează pe scară largă cablurile simetrice, de regulă torsadate ("twisted pair"). Avantajul principal al acestui tip de cablu – remarcat mai ales în studiul imunității electromagnetice – este reducerea cuplajului de tip inductiv cu ambientul. În literatură ([35]) se tratează din punct de vedere matematic comportarea cablului torsadat. Intuitiv, performanțele pot fi explicate prin geometria cablului, care poate fi privit ca o succesiune de bucle cu sensul laturilor inversat. Un câmp magnetic exterior induce practic aceeași tensiune în două bucle adiacente, însă în sens contrar, efectul compensându-se. Același mecanism apare și în cazul emisiei, câmpul radiat de două bucle alăturate tinzând să se compenseze; această comportare este valabilă pentru curentul util, de mod diferențial, care parcurge laturile buclei considerate în sens opus; pentru reducerea emisiei datorate curentului de mod comun torsadarea nu prezintă aceeași eficiență ([27]).

Performanțele de compatibilitate electromagnetică ale cablului torsadat sunt determinate pe de o parte, de geometria sa (uniformitatea și pasul torsadării), dar în cea mai mare măsură de simetria sistemului, aceasta incluzând atât simetria internă a cablului (omogenitatea izolației, uniformitatea torsadării), cât și cea electrică (sursa de semnal, sarcina și impedanța parazită față de conductorul de referință).

Asimetria inerentă (deviația de la simetrie) a sistemului de transmisie pe cablu torsadat – prin excelență purtător de semnal de mod diferențial – are ca efect apariția alături de semnalul util a unei componente perturbative de mod comun. Producerea acestei componente presupune două mecanisme: conversia din semnal de mod diferențial în tensiune de mod comun, datorată dezechilibrului cablului, respectiv conversia din tensiune de mod comun în curent de mod comun, prin impedanța de mod comun (Z_{cm}). Dezechilibrul este caracterizat prin *pierderea prin conversie longitudinală* (LCL – "longitudinal conversion loss").

Standardele de compatibilitate electromagnetică ([7]) impun calculul curentului de mod comun printr-o expresie logaritmică de forma:

$$I_{cm} \text{ [dBA]} = U_{dm} \text{ [dBV]} - LCL \text{ [dB]} - Z_{cm} \text{ [dB}\Omega\text{]}$$

Factorul de conversie LCL se calculează cu expresia:

$$LCL = 20 \log_{10} \left| \frac{U_{dm}}{U_{cm}} \right| .$$

Diminuarea curentului de mod comun impune necesitatea creșterii valorii factorului LCL.

Pentru a determina cantitativ influența dezechilibrului asupra modului comun, în figura 1.3.6. este reprezentată schema echivalentă a transmisiei prin cablu simetric, evidențiind elementele care concurează la conversia mod diferențial – mod comun. Z_3 și Z_4 sunt impedanțele de ieșire ale sursei de semnal cuplate la cablu, Z_1 și Z_2 sunt impedanțele conductoarelor care compun cablul, iar Z_L este impedanța între cablu și masă. U_{dm} este tensiunea

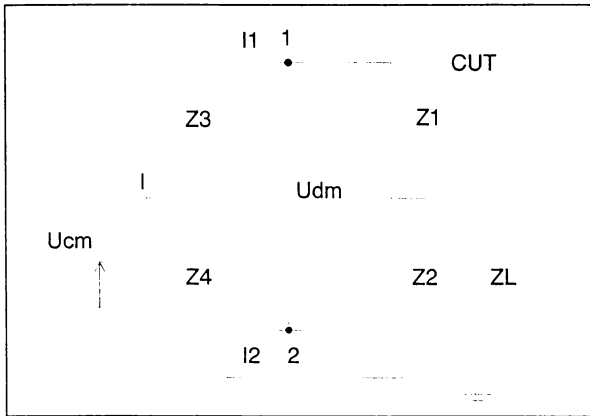


Figura 1.3.6.

utilă măsurată la intrarea cablului, între punctele 1 și 2, iar U_{cm} este tensiunea de mod comun rezultată. Blocul CUT (*cable under test*) se referă la cablu și la sarcina conectată, respectiv secțiunea de intrare a echipamentului.

Calculul efectiv pornește de la determinarea curentului de mod comun în funcție de elementele de circuit, cu expresia:

$$I = \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4}{(Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_4) + Z_L(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4)} \cdot U_{cm}$$

și al curenților prin conductoarele cablului:

$$I_1 = \frac{Z_2 + Z_4}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4} I$$

$$I_2 = \frac{Z_1 + Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4} I$$

Tensiunea de mod diferențial se calculează simplu ca:

$$V_T = V_1 - V_2 = I_1 Z_1 - I_2 Z_2$$

astfel încât, factorul de conversie devine:

$$LCL = 20 \log_{10} \left| \frac{(Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_4) + Z_L(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4)}{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3} \right|.$$

Deoarece se calculează doar parametrii cablului, se poate considera că sursa, cu impedanța de ieșire Z_0 , este perfect echilibrată, adică:

$$Z_3 = Z_4 = 1/2 Z_0$$

iar sistemul sursă – cablu este adaptat, adică:

$$Z_0 = Z_1 + Z_2 = Z_3 + Z_4.$$

Se introduce în calcul expresia dezechilibrului cablului, ca:

$$\Delta Z = Z_1 - Z_0/2 = Z_0/2 - Z_2, \text{ rezultând } Z_1 - Z_2 = 2\Delta Z$$

astfel încât expresia factorului de conversie devine:

$$LCL = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_0 + 2Z_L}{\Delta Z} + \frac{\Delta Z}{Z_0} \right|.$$

Pentru simplificarea expresiei se poate presupune că $\Delta Z \ll 2Z_0$, astfel încât factorul de conversie devine:

$$LCL \approx 20 \log_{10} \left| \frac{Z_0 + Z_L}{\Delta Z} \right|.$$

Este evident că scăderea dezechilibrului ΔZ conduce la creșterea factorului și implicit la scăderea curentului de mod comun. Interpretarea acestei expresii se poate face și în sens invers, în termeni de imunitate electromagnetică, prin efectul semnalului de mod comun asupra celui de mod diferențial. Un dezechilibru ΔZ mai mic face necesar un semnal de mod comun U_{cm} mai mare pentru a produce același semnal de mod diferențial U_{dm} .

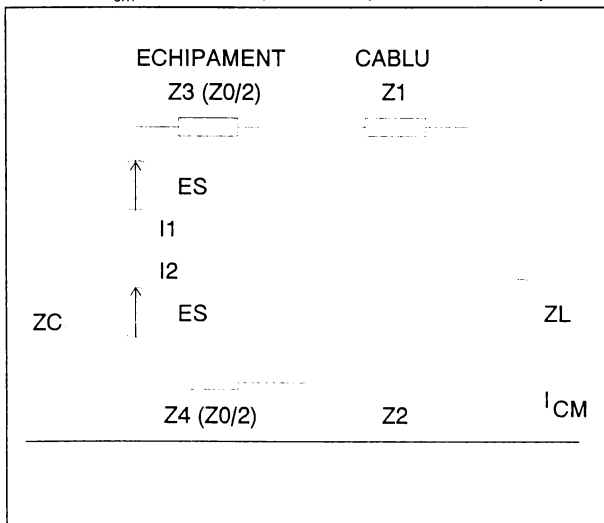


Figura 1.3.7.

Curentul de mod comun se poate calcula în funcție de semnalul aplicat, scop în care în figura 1.3.7. am redeseinat schema sistemului de transmisie, cu evidențierea sursei simetrice de semnal E_s și a impedanței parazite Z_c a sursei față de masă.

Păstrând notațiile anterioare și considerațiile privind adaptarea cablului și echilibrul sursei, ecuațiile celor două ramuri de circuit se scriu:

$$E_s = I_1(Z_1 + Z_3 + Z_L + Z_C) - I_2(Z_L + Z_C);$$

$$E_s = -I_1(Z_L + Z_C) + I_2(Z_2 + Z_4 + Z_L + Z_C);$$

rezultând expresia curentului de mod comun:

$$I_{CM} = \frac{Z_2 - Z_1 + Z_4 - Z_3}{(Z_L + Z_C)(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4) + (Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_4)} E_s$$

care devine:

$$I_{CM} = \frac{\Delta Z}{Z_0(Z_L + Z_C + \frac{1}{2}Z_0) - \frac{1}{2}\Delta Z^2} E_S .$$

Termenul în ΔZ^2 se poate neglija, astfel încât, evidențiind impedanța de mod comun exclusivă a cablului $Z_{CM} = Z_L + 1/4 Z_0$ expresia curentului de mod comun devine:

$$I_{CM} \approx \frac{\Delta Z}{Z_0(Z_{CM} + Z_C + \frac{Z_0}{4})} E_S .$$

Acest rezultat evidențiază, de asemenea, că un dezechilibru pronunțat sau o impedanță de mod comun scăzută duc la creșterea curentului de mod comun pe cablu.

Rezultatul anterior este obținut în condiții de măsurare ideale, pentru o sursă de semnal perfect echilibrată. Pentru a determina curentul de mod comun într-un sistem real, am introdus dezechilibrul sursei de semnal după cum urmează, considerând semnul pentru obținerea situației celei mai defavorabile, de însumare a efectelor:

$$\Delta E_S = E_{S1} - E_S = E_S - E_{S2}, \text{ rezultând } E_{S1} - E_{S2} = 2\Delta E_S;$$

$$\Delta Z_S = Z_3 - Z_0/2 = Z_0/2 - Z_4, \text{ rezultând } Z_3 - Z_4 = 2\Delta Z_S$$

Curentul de mod comun se calculează cu expresia:

$$I_{cm} = \frac{E_S(\Delta Z_S + \Delta Z) + \Delta E Z_0}{Z_0\left(Z_L + Z_C + \frac{Z_0}{2}\right)}$$

care, pentru a evidenția dezechilibrele relative și impedanța totală a circuitului:

$$\delta_{ES} = \frac{\Delta E_S}{E_S}; \quad \delta_{ZS} = \frac{\Delta Z_S}{Z_0}; \quad \delta_Z = \frac{\Delta Z}{Z_0}$$

$$Z_T = Z_S + Z_L + \frac{Z_0}{2}$$

devine:

$$I_{cm} = \frac{E_S}{Z_T} (\delta_{ES} + \delta_{ZS} + \delta_Z) . \quad (1.3.2)$$

Este evidentă dependența curentului de mod comun pe de o parte de simetria sistemului sursă - cablu / echipament, iar pe de altă parte de mărimea impedanțelor parazite incluse în Z_T , deci implicit de frecvența semnalului.

1.3.3. Dependența de frecvență

În paragraful anterior am subliniat influența elementelor de circuit asupra curentului de mod comun. Analizând rezultatele, se remarcă prezența indirectă a parametrului frecvență în expresiile matematice, prin intermediul impedanțelor parazite (capacitive și inductive). În cele ce urmează mă voi referi la variația cu frecvența a curentului de mod comun rezultat din aplicarea în circuit a semnalului util, de mod diferențial.

În figura 1.3.8. se prezintă un circuit echivalent simplificat al ansamblului sursă – cablu bifilar – sarcină, în configurație asimetrică, evidențiind impedanțele care participă la stabilirea mărimii curenților de mod diferențial și de mod comun.

Fără să fie cea mai exactă reprezentare a unui circuit real, această schemă este suficient de generală și oferă un rezultat satisfăcător în privința raportului curenților de mod comun și de mod diferențial.

Se consideră sursa de semnal E , asimetrică, legată cu o bornă la masă, având impedanța internă Z_s , producând un curent de mod diferențial (util) I_d prin impedanța de sarcină Z_L , izolată de masă. Un circuit ideal $s - ar$ rezuma la aceste elemente. În practică, firul de întoarcere ("return path") al semnalului util are impedanța Z_g diferită de 0, de regulă cu caracter inductiv (a se vedea și subcapitolul 1.4., respectiv [25], [30]), și apare impedanța parazită echivalentă față de masă, Z_{cm} . Am făcut abstracție de distanța între receptor și sursă, astfel încât să aibă aceeași masă de referință.

În aceste condiții se poate neglija tensiunea de mod comun U_{cm} care apare între masa sursei și a receptorului (reprezentată punctat în figură).

Curentul de mod comun se poate calcula în funcție de cel de mod diferențial după regula divizorului de curent:

$$I_{cm} = \frac{Z_g}{Z_g + Z_{cm}} \cdot I_d$$

Deoarece impedanța Z_g a traseului de întoarcere se poate considera de regulă mult mai mică decât Z_{cm} , raportul între curentul de mod comun și cel de mod diferențial se poate scrie:

$$\frac{I_{cm}}{I_d} = \frac{Z_g}{Z_{cm}}$$

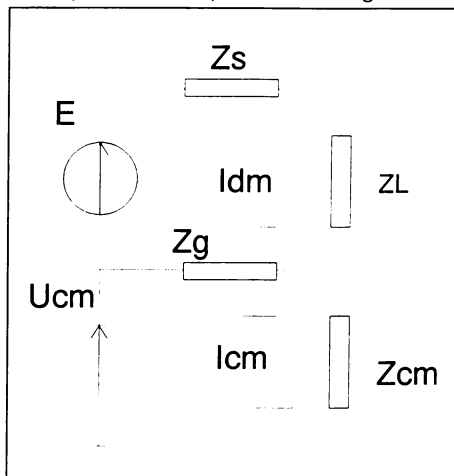


Figura 1.3.8.

Valoarea raportului de mai sus variază cu frecvența și în funcție de

caracterul impedanțelor implicate. În graficul din figura 1.3.9. este reprezentat modulul acestei variații pentru câteva valori uzuale ale elementelor din schemă: caracter pur capacitiv al impedanței de mod comun, $C_{cm} = 50 \text{ pF}$ și caracter inductiv al traseului de masă, $R_g = 0,1 \Omega$, $L_g = 10 \text{ nH}$. Pentru a evidenția influența caracterului inductiv al conductoarelor, am reprezentat și variația raportului în cazul impedanței Z_g pur rezistive. Rezonanța circuitului determină creșteri considerabile ale curentului ce mod comun în vecinătatea frecvenței respective, ceea ce se poate cumula cu fenomenele de rezonanță datorate semnalului util (a se vedea capitolul 2, paragraful 2.3.2) și poate duce la depășirea limitelor admise de standardele de compatibilitate electromagnetică.

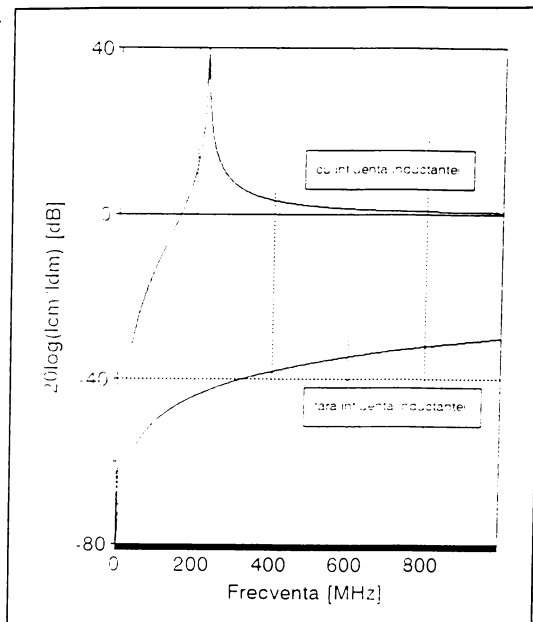


Figura 1.3.9.

1.4. Emisia datorată inductivităților plăcilor de circuit imprimat

Sursa primară de perturbații, indiferent de modul de propagare a acestora, este formată de circuitele și subansamblele electronice care compun echipamentul luat în studiu. Un număr mare de autori în domeniul compatibilității electromagnetice susțin, demonstrează prin calcul și verifică experimental că emisia electromagnetică, prin conducție și radiație, este cauzată în majoritate de cabluri, mai ales în condițiile unei ecranări și filtrări corespunzătoare ([22]). Dar și în această situație, pe de o parte, curenții perturbatori care pătrund pe cablurile atașate echipamentului, iar pe de altă parte carcasa și/sau ecranul, contribuie la emisia totală de perturbații. În plus, nici o măsură de protecție nu este perfectă sau nu se justifică economic, astfel încât emisia perturbațiilor trebuie luată în considerare încă de la nivelul inițial, și anume de la plăcile de circuit imprimat.

Prin analogie cu cablurile, traseele de circuit și elementele similare reprezintă principala sursă de emisie electromagnetică, atât prin geometria și topologia lor (dimensiuni, formă, vecinătate), cât și prin parametrii lor electrici (capacitate și inductivitate); acestea din urmă devin semnificative pentru comportarea globală a circuitului pe măsura creșterii frecvențelor de lucru și

în situația apariției fenomenelor de rezonanță.

1.4.1. Inductivitatea parțială a conductoarelor

Inductivitatea este o proprietate a unei bucle de circuit, dar în cazul unei geometrii complicate a circuitului, este relativ dificil de cuantificat, fiind funcție de forma și dimensiunea conductoarelor care formează bucla.

Prin definiție, inductivitatea este raportul dintre fluxul magnetic care străbate bucla și curentul care generează acest flux, $L = \Psi / I$.

Deși inductivitatea este o proprietate a unei bucle închise, în unele cazuri este util să se definească inductivitatea parțială a unui segment de buclă, atât din motive de simplificare a calculului, cât și pentru estimarea căderilor de tensiune și a ponderii fiecărui segment în valoarea totală, în stabilirea măsurilor de reducere a inductivității.

Conform [25], inductivitatea parțială a unui segment i datorată unui segment j se definește, similar cu cea a unei buclei, ca fiind, în principiu, raportul dintre fluxul datorat curentului prin segmentul sursă și curentul respectiv, $L_{ij} = \Psi_{ij} / I_j$ iar inductivitatea buclei este suma inductivităților parțiale ale buclelor din care este compusă. Trebuie remarcat că inductivitatea parțială a unui segment – care poate să facă parte simultan din mai multe bucle – nu este o caracteristică a segmentului izolat, ci doar prin prisma apartenenței sale la o buclă, având, de regulă, valori diferite în funcție de bucla considerată.

Noțiunea a fost dezvoltată, inductivitatea parțială a unui segment fiind rezultat al suprapunerii efectelor tuturor segmentelor buclei asupra sa. Astfel, s – au definit conceptele de inductivitate parțială proprie (L_p) și mutuală (M_p). Considerând două segmente i și j ale buclei, care se pot aproxima ca două fire rectilinii de rază finită, pentru calculul inductivității se raportează fluxul printr – o suprafață dreptunghiulară cuprinsă între conductor și infinit la curentul care produce acel flux. Pentru simplificarea și omogenitatea notării, voi renunța pe moment la indicele p și voi nota inductivitatea proprie L_{ii} , iar pe cea mutuală M_{ij} cu L_{ij} . În acest caz, pentru o buclă generală compusă din n segmente, inductivitatea parțială a unui segment i se poate scrie:

$$L_i = L_{ii} + \sum_{j=1, j \neq i}^n M_{ij} = \sum_{j=1}^n L_{ij} . \quad (1.4.1)$$

Suma inductanțelor parțiale mutuale este algebrică, fiecare termen participând cu semnul plus sau minus, în funcție de sensul curentului din latura j față de cel din latura i .

Pentru a determina inductivitatea parțială a principalelor tipuri de trasee de circuit imprimat, voi considera o buclă simplificată, formată în principal din două conductoare rectilinii paralele, inductivitățile parțiale mutuale cu celelalte segmente ale buclei neparticipând semnificativ la expresia totală a

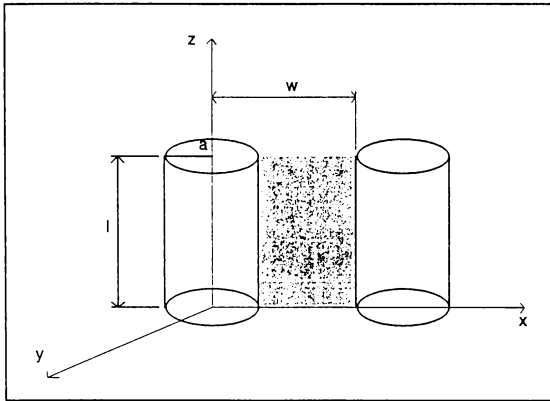


Figura 1.4.1.

inductivității.

În figura 1.4.1. sunt reprezentați doi conductori paraleli, de lungime l și rază a , dispuși în planul xOz . Conductorul căruia i se calculează inductivitatea este plasat de $-a$ lungul axei Oz , fiind parcurs de un curent I , iar celălalt este plasat la distanță w de axă.

Utilizând sistemul de coordonate cilindric (r, ϕ, z) , câmpul magnetic are doar componenta după ϕ , astfel

încât expresia fluxului magnetic prin suprafața care interesează este:

$$\Psi = \int_0^l \int_a^w \mu_0 H_\phi(r, \phi, z) dz dr$$

Neuniformitatea câmpului magnetic în vecinătatea extremităților conductoarelor complică expresia intensității acestuia, care se scrie ([25]):

$$H_\phi(r, \phi, z) = \frac{I}{4\pi r} \left[\frac{l-z}{\sqrt{r^2 + (l-z)^2}} + \frac{z}{\sqrt{r^2 + z^2}} \right]$$

Astfel, fluxul magnetic este:

$$\Psi = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left[-w + \sqrt{l^2 + w^2} - l \ln \left(\frac{l + \sqrt{l^2 + w^2}}{w} \right) - l + l \ln \frac{2l}{a} \right]$$

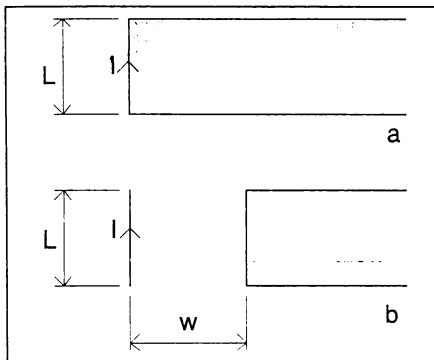


Figura 1.4.2.

În figura 1.4.2. sunt reprezentate ariile luate în considerare pentru calculul fluxului magnetic necesar determinării inductivităților parțiale pentru conductori paraleli.

Inductivitatea parțială proprie a conductorului de lungime l și rază a , parcurs de un curent I , este definită ca raportul între fluxul magnetic prin suprafața cuprinsă între conductor și infinit și curentul care produce acest flux, (suprafață reprezentată în figura 1.4.2.a.), și se calculează cu ([25]):

$$L_p(l,r) = \frac{\mu_0}{2\pi} l \cdot \left\{ \ln \left[\frac{l}{r} + \sqrt{\left(\frac{l}{r}\right)^2 + 1} \right] + \frac{r}{l} - \sqrt{\left(\frac{r}{l}\right)^2 + 1} \right\} \quad (1.4.2)$$

unde $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, este permeabilitatea magnetică a vidului.

Similar, inductivitatea parțială mutuală între doi conductori paraleli de lungime l și situați la distanță w , este dată de raportul între fluxul magnetic prin suprafață dintre un conductor și infinit și curentul prin celălalt conductor, care produce fluxul, așa cum este reprezentată în figura 1.4.2.b, și se calculează cu expresia: ([25])

$$M_p(l,w) = \frac{\mu_0}{2\pi} l \cdot \left\{ \ln \left[\frac{l}{w} + \sqrt{\left(\frac{l}{w}\right)^2 + 1} \right] + \frac{w}{l} - \sqrt{\left(\frac{w}{l}\right)^2 + 1} \right\}. \quad (1.4.3)$$

Inductivitatea parțială a fiecărui conductor se poate determina prin însumare conform relației (1.4.1) cu expresia:

$$L = L_p(l,r) + M_p(l,w).$$

Pentru circuitele imprimate se pot deosebi două cazuri extreme de aplicare a expresiilor (1.4.2) și (1.4.3)

a. *Conductoarele (traseele) scurte și trecerile*, caracterizate prin $l \ll w$. Această condiție anulează practic inductivitatea mutuală, astfel încât expresia inductivității parțiale se poate aproxima cu:

$$L \approx \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln\left(\frac{2l}{a}\right).$$

Se observă că în cazul conductoarelor scurte în raport cu distanța dintre ele, inductivitatea parțială nu depinde de distanța între laturile buclei considerate, deci într-o schemă echivalentă traseul sau trecerea respectivă se poate insera ca o inductivitate serie.

b. *Conductoarele lungi*, caracterizate prin $w \ll l$. În această categorie pot fi incluse atât traseele lungi înguste, cât și trecerile între planele unui cablaj multistrat. Prezența panelor conductoare perpendiculare pe aceste treceri cauzează o dispunere a liniilor câmpului magnetic ca în cazul celui produs de un fir lung.

Deformarea câmpului la capetele conductorilor se poate neglija, astfel că expresia câmpului magnetic, având de asemenea doar componenta după ϕ , este cea cunoscută din electromagnetism:

$$H_\phi(r,\phi,z) = \frac{I}{2\pi r}.$$

Fluxul magnetic se calculează ca în cazul a., având expresia:

$$\Psi = \int_a^w \int_0^l \frac{\mu_0 I}{2\pi r} dz dr = \frac{\mu_0 I l}{2\pi} \ln\left(\frac{w}{a}\right).$$

Inductivitatea parțială a conductorului lung este:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln\left(\frac{w}{a}\right).$$

Spre deosebire de conductoarele scurte, în acest caz inductivitatea parțială variază în funcție de distanța față de conductoarele alăturate (considerate segmente ale aceleiași bucle).

1.4.3. Inductivitatea parțială a traseelor și a planelor

Se consideră configurația din figura 1.4.3., reprezentând un traseu de semnal de lungime l și lățime w_s , situat la distanța h deasupra unui traseu de masă care asigură și calea de întoarcere a semnalului, de lățime w_g .

Presupunând că la frecvențe înalte efectul de suprafață este puternic, curentul este concentrat pe suprafață, liniile câmpului magnetic produs având o formă rectilinie de – a lungul traseului și semicirculară în jurul extremităților.

Expresia intensității câmpului produs de un curent I prin traseul de semnal, la o distanță r se poate scrie ([30]):

$$H = \frac{I}{2\pi r + 2w_s}$$

rezultând, în condițiile unui traseu suficient de lung, un flux prin suprafața ce separă cele două trasee:

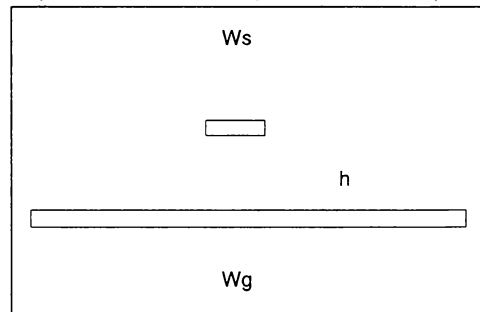


Figura 1.4.3.

$$\Psi = l \int_0^h H dr.$$

Rezultă valoarea inductivității parțiale a traseului:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \ln\left(\frac{\pi h}{w_s} + 1\right).$$

Printr – un raționament similar sau prin simpla înlocuirea a lui w_s cu w_g

se obține expresia inductivității parțiale a traseului de masă:

$$L = \frac{\mu l}{2\pi} \ln\left(\frac{\pi h}{w_g} + 1\right).$$

Trebuie menționat că valoarea este valabilă doar pentru bucla în care funcționează ca și cale de întoarcere pentru semnalul prin traseul figurat, deci nu poate fi considerată valoare absolută a inductivității traseului de masă.

Din analiza expresiei rezultă două metode de reducere a inductivității parțiale a traseului, având ca efect reducerea radiației electromagnetice:

- creșterea lățimii traseului, în cazul celui de întoarcere chiar până la dimensiunea unui plan;
- cuplarea mai puternică a traseului de semnal cu cel de întoarcere prin micșorarea distanței dintre acestea (grosimea plăcii de cablaj).

Un caz teoretic extrem al realizării traseului de masă este extinderea acestuia la un plan de masă infinit ([30]).

Pentru determinarea inductivității parțiale a unui traseu situat deasupra unui plan de masă (la distanță h) se admite aproximarea acestuia la un conductor circular echivalent de rază a . Datorită înfinității planului, liniile de câmp magnetic nu pot trece peste el, astfel încât nu se pune problema cuplării între plan și traseu. Inductivitatea parțială a traseului are doar componenta proprie. În această situație se aplică teoria imaginii, efectul planului infinit fiind înlocuit de un conductor identic situat simetric față de plan. În condițiile în care $h \gg a$, se reia calculul inductivității parțiale a unui conductor lung în prezență altuia situat la distanță $2h$, obținând expresia:

$$\Psi = \int_0^{2hl} \int_a^{\infty} \frac{\mu I}{2\pi r} dz dr = \frac{\mu I l}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{a}\right).$$

Inductivitatea parțială a traseului (conductorului) plasat deasupra planului infinit este :

$$L \approx \frac{\mu l}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{a}\right).$$

Deși în proiectare și chiar în studiile de compatibilitate electromagnetică există tendința de a neglija valoarea impedanței planului de masă, este necesar să fie luată în considerare datorită implicației pe care o are în mecanismul de apariție a curentului de mod comun în circuitele imprimate.

Fiind dat un traseu de semnal de înaltă frecvență peste un plan de masă, prin inducerea unui câmp electromagnetic în planul de masă se realizează efectiv o cale de întoarcere de – a lungul traseului de semnal.

În figura 1.4.4. este prezentată o schemă echivalentă a unei bucle incluzând traseul (planul) de masă, evidențiindu – se elementele care viciază comportarea ideală (inductivitățile parțiale proprii L_s , L_g și cele parțiale

mutuale M_g ale traseelor, respectiv capacitatea parazită C_p distribuită a planului de masă) ([30]). Neglijând rezistența planului de masă, căderea de tensiune pe segmentul de plan reprezentând calea de întoarcere a semnalului este:

$$V_g = L_g \frac{dI_2}{dt} - M_g \frac{dI_1}{dt}.$$

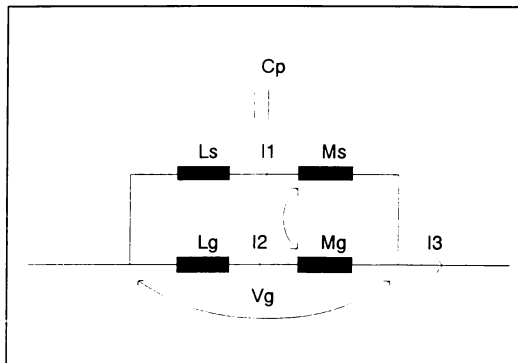


Figura 1.4.4.

Echivalând strict calitativ efectul capacității distribuite a planului de masă cu C_p între extremitățile segmentului, este justificată apariția unui curent I_3 , ca diferență între curentul util I_1 din traseul de semnal și curentul de întoarcere I_2 , de mod diferențial. Curentul de mod comun în planul de masă, afectează celelalte circuite legate la el în mai mult de un punct, prin introducerea căderii de tensiune suplimentare între diferitele puncte de masă (presupuse la același potențial), dar, distribuindu-se și în cablurile atașate la acesta, reprezintă o sursă importantă de emisie de perturbație prin radiație.

Reducerea acestor perturbații impune controlul curentului de mod comun, în sensul realizării unor căi de întoarcere cât mai eficiente pentru traseele de semnale cu risc mare de emisie (semnale de frecvență înaltă, în special de tact). Este de remarcat că și în acest caz apariția modului comun este favorizată de creșterea frecvenței semnalelor în domeniul în care inductivitățile parazite intervin ca impedențe considerabile.

1.4.3. Aplicații

Expresiile determinate în paragrafele anterioare permit obținerea unor rezultate interesante privind comportarea circuitelor.

a) Modelul traseului lung

Pornind de la inductivitatea parțială a conductorului lung, sau a traseului considerat îngust (astfel încât să se aproximeze cu un conductor filiform), se poate studia cazul unui traseu de lățime reală. Pentru aceasta se construiește un model constând dintr-o „bandă” de n trasee înguste alăturate (filamente), ca în figura 1.4.5., care la rândul lor se aproximează cu niște conductoare lungi de tipul celor analizate anterior. Inductivitatea parțială a fiecărui filament se calculează conform relației 1.4.1 cu o expresie de forma:

$$L_i = L_{ii} + \sum_{j=1, j \neq i}^n L_{ij} \pm \sum_{j=n+1}^m L_{ij}.$$

Primul termen este inductivitatea parțială proprie a filamentului. Prima sumă se referă la inductivitățile parțiale mutuale între filamentele care formează modelul, semnul plus evidențiind faptul că sunt parcurse de curenți de același sens, fracțiuni ale curentului care străbate traseul. Într-o primă aproximație se poate considera că celelalte trasee prin care se închide bucla sunt suficient de îndepărtate pentru a putea neglija inductivitățile mutuale cu acestea, deci ultimul termen al sumei.

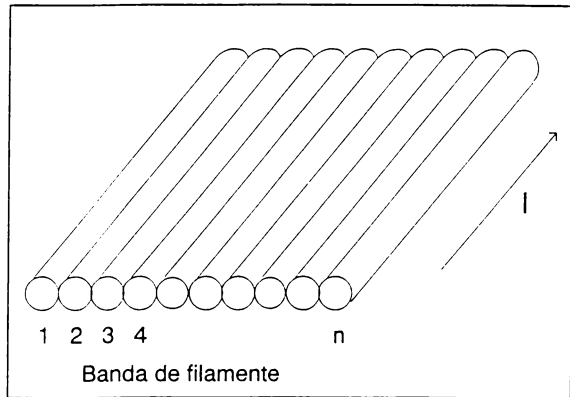


Figura 1.4.5.

Inductivitatea parțială a traseului rezultă ca o dispunere în paralel a inductivităților filamentelor. Determinarea câtorva parametri caracteristici ai modelului s-a realizat de către autor pe calculator cu ajutorul unui program scris în limbaj Pascal, în care s-au luat ca date numerice inițiale lățimea traseului $w = 2,5$ mm, grosimea (peliculei conductoare) $g = 50$ μm și lungimea $l = 10$ cm. S-au separat filamente de lățime egală cu grosimea, rezultând astfel 50 de filamente approximate ca fire cilindrice tangente. Inductivitățile parțiale ale filamentelor au valori diferite în funcție de poziția în cadrul „benzii”.

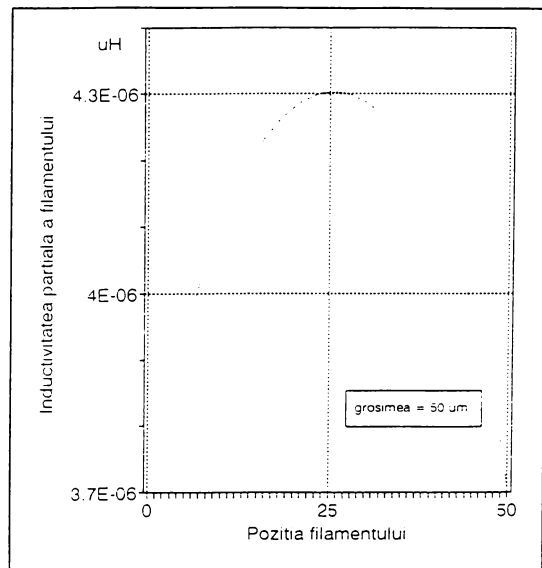


Figura 1.4.6.

În figura 1.4.6. este reprezentată variația cu poziția în model a inductivității parțiale. Se observă că valorile sunt mai mari pentru filamentele corespunzătoare mijlocului traseului, ceea ce implică o distribuție neuniformă a curentului pe secțiunea traseului, densitatea mai mare fiind pe margini, sugerând efectul pelicular cunoscut în tehnica frecvențelor înalte.

Prin calcul rezultă o inductivitate parțială a acestui traseu de 96 nH ($0,96$ $\mu\text{H/m}$), valoare apropiată de cea utilizată în estimări practice, 1 $\mu\text{H/m}$.

Pentru comparație am calculat inductivitatea traseului cu ajutorul expresiei întâlnite în literatură ([26], [59]):

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln\left(\frac{l}{w+g} + \frac{1}{2}\right)$$

rezultând o valoare presupusă exactă de 87 nH.

La dublarea grosimii traseului valoarea calculată exact nu se modifică semnificativ, în timp ce calculată prin modelul cu filamente, valoarea inductivității scade cu 20%. Aceasta se datorează inexactității modelului pentru valori mai reduse ale raportului w/g , adică trasee aproximare printr-un număr redus de filamente.

b) *Inductivitatea condensatoarelor de decuplare*

Pentru decuplarea în radiofrecvență, în practică circuitelor de bandă largă se utilizează montarea în paralel pe alimentare a unei capacități (de regulă 10 – 100 nF), care, în cazul ideal, ar reprezenta o impedanță tot mai mică pe măsura creșterii frecvenței perturbatoare, deci "scurtcircuitarea" la masă a componentelor spectrale nedorite. În realitate, existența inductivităților parazite ale terminalelor modifică schema echivalentă a condensatoarelor de decuplare într-un circuit LC serie care peste frecvența de rezonanță se comportă inductiv și anulează efectul scontat. Impedanța echivalentă a condensatorului de decuplare crește, pierzându-și eficacitatea tocmai la frecvențele mari, principalele surse de risc în emisia electromagnetică.

În încercarea de a micșora efectele negative ale rezonanței condensatoarelor reale, proiectanții au adoptat soluția montării a două condensatoare de valori diferite pentru "scurtcircuitarea" curenților nedoriti dintr-o gamă mai largă de frecvență.

Voi considera cazul a două condensatoare de capacități C_1 și C_2 în paralel, având schema echivalentă în figura 1.4.7. Pentru a simplifica expresia și fără să alterez semnificativ comportarea, nu am luat în considerare componentele rezistive al impedanțelor.

Presupunând geometria condensatoarelor identică, astfel încât $L_1 = L_2 = L$, impedanța echivalentă a schemei se calculează cu expresia:

$$Z = \frac{1}{j\omega(C_1 + C_2)} \frac{(1 - \omega^2(1-k)LC_1)(1 - \omega^2(1-k)LC_2)}{1 - \omega^2 \left[2L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} (1-k) \right]}$$

unde am evidențiat factorul de cuplaj

$$k = M / \sqrt{L_1 L_2} .$$

Pentru o determinare cantitativă a efectului celor două condensatoare, prin utilizarea inductivităților parțiale, am aproximat condensatorul cu o buclă dreptunghiulară de lățime w și înălțime l . Admițând distanța între punctele de implantare este foarte mică, bucla se poate considera închisă de-a lungul laturii inferioare (figura 1.4.8). Această presupunere duce la creșterea valorii teoretice a inductivității; în [52] am demonstrat numeric că această presupunere nu modifică semnificativ rezultatul față de situația neglijării aportului laturilor orizontale.

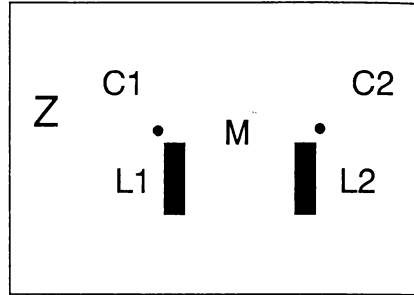


Figura 1.4.7.

Pornind de la situațiile reale, am plasat cele două bucle paralel, la distanța s (figura 1.4.8.a), respectiv alăturat, în același plan, la distanța d (figura 1.4.8.b).

Calculul inductivității unei bucle ia în considerare inductivitățile parțiale ale fiecărei laturi, date de expresiile (1.4.2) și (1.4.3). Având în vedere liniile de câmp magnetic și modul de stabilire a suprafețelor la definirea inductivităților parțiale mutuale, acestea se manifestă semnificativ numai între laturi paralele, parcurse de același curent, dar în sens contrar, astfel încât apar cu semn schimbat ([15]). În aceste condiții, expresiile pentru calculul inductivității proprii a buclei, respectiv a inductivității mutuale între cele două bucle, păstrându-se mențiunea că se manifestă între laturi paralele ale buclelor diferite, sunt:

$$L = 2[L_p(l,r) - M_p(l,w)] + 2[L_p(w,r) - M_p(w,l)]$$

$$M_{(a)} = 2[M_p(l,s) - M_p(l,\sqrt{s^2+w^2})] + 2[M_p(w,s) - M_p(w,\sqrt{s^2+l^2})]$$

$$M_{(b)} = M_p(l,d) - M_p(l,d+2w) .$$

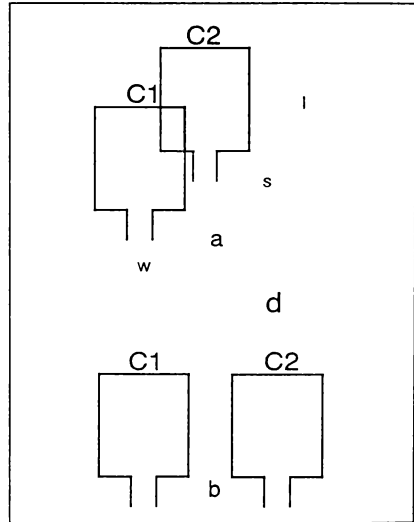


Figura 1.4.8.

Pentru a ilustra comportarea în frecvență a capacităților de decuplare pe baza modelului prezentat mai sus, am folosit un program propriu de calcul utilizând ca date numerice dimensiuni uzuale: $l = w = d = 5$ mm, $s = 3$ mm, $r = 0,3$ mm.

Valoarea rezultată prin calcul pentru inductivitatea proprie este 8.4 nH, iar pentru inductivitatea mutuală 1.2 nH în primul caz, respectiv 0.3 nH în al doilea. Variația cu frecvența a impedanțelor capacităților individuale, respectiv a perechii de capacități în cele două situații, sunt prezentate în graficul din figura 1.4.9.

Din analiza comportării în frecvență se pot trage concluzii de ordin practic privind eficiența și optimizarea soluției decuplării alimentării utilizând perechi de condensatoare. Acestea sunt prezentate în [15] și [52].

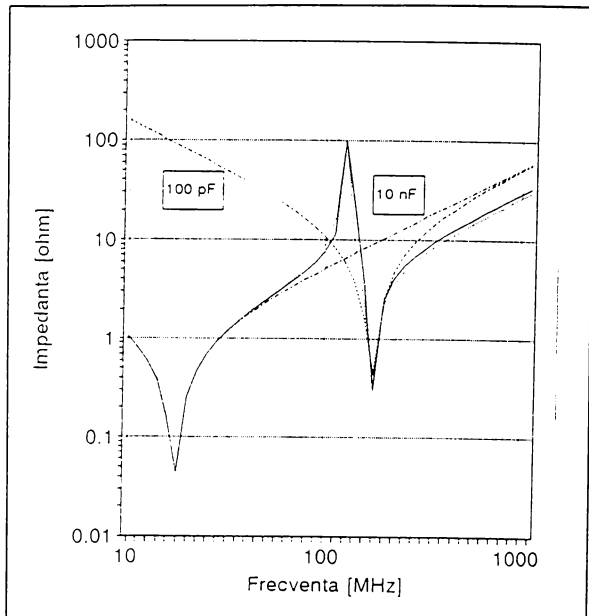


Figura 1.4.9.

*

Concluzia care se desprinde din rezultatele prezentate este importanța factorului frecvență în comportarea circuitelor din punct de vedere al compatibilității electromagnetice, atât în sensul accentuării efectelor nedorite ale impedanțelor parazite cu creșterea frecvenței, cât și al creșterii cu frecvența a intensității câmpului electromagnetic radiat. Corelând această concluzie cu aspectele teoretice și legale menționate în acest capitol, controlul frecvenței semnalelor vehiculate se impune ca o măsură principală în asigurarea normelor de emisie electromagnetică.

Controlul frecvenței presupune pe de o parte utilizarea unei frecvențe de lucru a circuitului cât mai scăzute posibil (în limitele asigurării funcționării la parametrii impuși), iar pe de altă parte acțiunea asupra semnalelor în vederea reducerii frecvenței și amplitudinii componentelor spectrale ale acestuia (ameliorarea spectrului).

Această din urmă posibilitate de acțiune este punctul de plecare pentru următoarele capitole din prezenta lucrare.

CAPITOLUL 2

STUDIUL SPECTRULUI SEMNALULUI CVASIDREPTUNGHIULAR

După cum se evidențiază în capitolul anterior, atât din punct de vedere teoretic cât și legal, unul dintre parametrii omniprezenți în evaluarea, clasificarea și limitarea nivelului perturbațiilor este frecvența semnalului. Aceasta impune calculul, respectiv măsurarea frecvenței drept fază importantă în toate determinările de compatibilitate electromagnetică.

Estimarea comportării echipamentelor electronice atât pe latura emisiei cât și a susceptibilității la perturbații pornește de la determinarea spectrului de frecvențe al semnalelor vehiculate între acestea și mediu, instrumentele cel mai des utilizate fiind transformarea Fourier, respectiv seria Fourier.

Forma semnalelor nu este întotdeauna total previzibilă, dar în etapa analizei teoretice, respectiv a proiectării și simulării circuitelor și echipamentelor, este necesară echivalarea cu semnale matematice elementare (cu variație sinusoidală sau liniară). În acest capitol se va realiza o analiză mai largă a semnalului de tip dreptunghiular și a semnalelor derivate din acesta, luând în considerare parametrii care influențează componența spectrală. Rezultatele au la bază expresii matematice cunoscute aplicate și dezvoltate de către autor într-o manieră unitară, printr-un set de rutine și programe de calcul și reprezentare grafică.

2.1. Determinarea spectrului semnalelor

Un semnal periodic, descris de o funcție matematică $u(t)$, având perioada de repetiție T (frecvența de repetiție $f = 1/T$), poate fi descompus într-o dublă serie de funcții sinus și cosinus (serie Fourier) de forma:

$$u(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos 2k\pi ft + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin 2k\pi ft$$

unde coeficienții corespunzători se calculează:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt ; \\ A_k &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos 2k\pi ft dt ; \quad B_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin 2k\pi ft dt . \end{aligned} \tag{2.1.1}$$

Pentru evidențierea componentelor spectrale ale semnalului $u(t)$ este

utilă forma restrânsă (amplitudine/fază):

$$u(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(2k\pi ft + \varphi_k)$$

unde:

$$C_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} ; \quad \varphi_k = -\arctg \frac{B_k}{A_k} .$$

Coeficientul C_k reprezintă amplitudinea armonicii de ordin k a semnalului $u(t)$, iar șirul C_k este denumit spectrul de linii al amplitudinilor.

Particularizând expresiile coeficienților Fourier pentru semnalele abordate în această lucrare, am dezvoltat o bibliotecă de funcții și proceduri în limbaj Pascal, al cărei listing este prezentat selectiv în Anexa 1.

În cazul semnalelor neperiodice spectrul de frecvențe este continuu (ecartul dintre componentele spectrale tinde către 0) și se calculează prin intermediul transformatei Fourier, obținute prin trecerea la limită a seriei Fourier sub formă complexă, pentru $T \rightarrow \infty$ și $\Delta f \rightarrow 0$. Astfel, transformata Fourier a funcției $u(t)$ este:

$$U(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) e^{-j2\pi ft} dt .$$

Mărimea $2 \cdot |U(f)|$ este densitatea fizică de amplitudini și este ceea ce interesează în studiul perturbațiilor.

2.2. Impulsul cvasidreptunghiular singular

Un prim semnal supus analizei este impulsul dreptunghiular singular. Deși într-o cronologie strict matematică abordarea acestui semnal nu se găsește pe primul loc, am preferat să dezvolt subiectul pornind de aici ținând seama că, de regulă, semnalele singulare sunt asociate cu perturbațiile asupra sistemului (având durate foarte mici în raport cu durata de observare, de exemplu: fenomene de comutație, descărcări atmosferice sau electrostatice), iar evoluția compatibilității electromag-

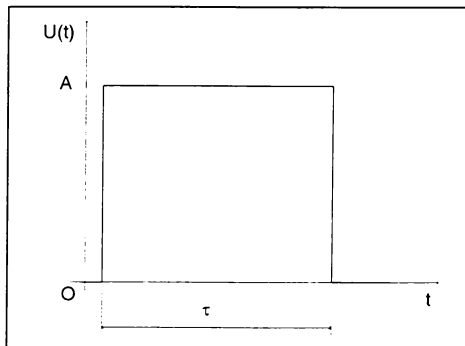


Figura 2.2.1

netice ca disciplină a început de la studiul și protecția împotriva acestor perturbații și a continuat cu studiul și limitarea emisiei de perturbații. De asemenea, studiul impulsurilor singulare este util în evaluarea componentei spectrale a semnalelor repetitive cu durată și perioadă de repetiție nedefinită, de exemplu semnalele digitale transmise pe liniile de date și adrese în echipamentele de calcul și similare.

Analiza impulsului dreptunghiular este cunoscută în studiul semnalelor și o voi prezenta doar ca un rezultat de referință.

Pentru un impuls de durată τ și amplitudine A (figura 2.2.1), densitatea de amplitudini este dată de expresia:

$$U(f) = \frac{2A}{\pi f} \sin \pi f \tau$$

sau, pentru a evidenția funcția sinc(x) = sin(x)/x, se poate rescrie:

$$U(f) = 2A \tau \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} = 2A \tau \operatorname{sinc}(\pi f \tau). \tag{2.2.1}$$

În figura 2.2.2. este prezentat grafic în coordonate logaritmice spectrul impulsului dreptunghiular (determinat pentru o durată $\tau = 3\mu\text{s}$). Se evidențiază zerourile funcției sinc, date de $\pi f \tau = k\pi$, adică frecvențele multipli ai inversului duratei impulsului.

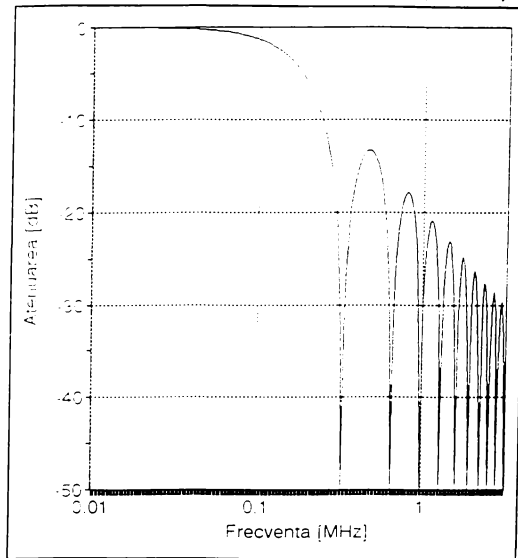


Figura 2.2.2.

Un semnal derivat din impulsul dreptunghiular și mai aproape de semnalele reale este impulsul trapezoidal, având caracteristicile (amplitudinea, durata și durata fronturilor) prezentate în figura 2.2.3.a. Deși definirea duratei tranziției utilizează nivelele de 10%, respectiv 90% din nivelul final, pentru simplificarea calculului de ordin teoretic, în cele ce urmează am considerat durata frontului cu formă de variație liniară ca în figură, între 0 și 100%.

Densitatea fizică de amplitudini este dată de expresia:

$$U(f) = 2Ad \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \frac{\sin \pi f t_c}{\pi f t_c} = 2A \tau \operatorname{sinc}(\pi f \tau) \operatorname{sinc}(\pi f t_c). \tag{2.2.2}$$

În figura 2.2.3.b este trasată aproximativ, în coordonate logaritmice,

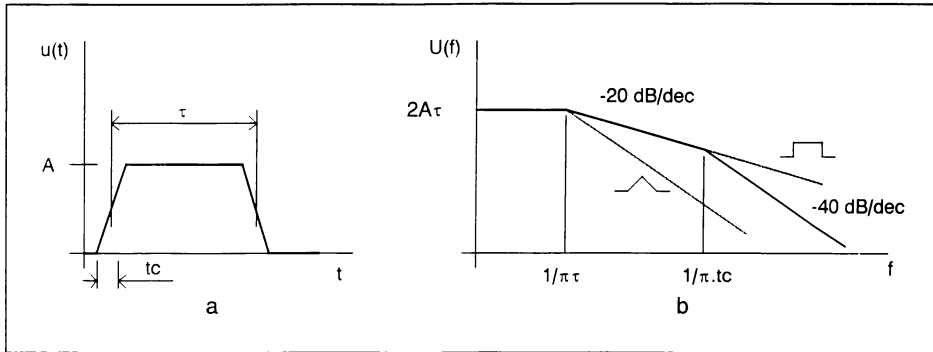


Figura 2.2.3.

înfășurătoarea spectrului, determinată prin evaluarea expresiei (2.2.2) în trei domenii de frecvențe, delimitate de valorile $f_1 = 1/\pi\tau < f_2 = 1/\pi t_c$: ([26])

a) Frecvențe joase $f < f_1 < f_2$: Pentru $x \rightarrow 0$, funcția $\text{sinc}(x) \approx x$, deci $\text{sinc}(x) \approx 1$, de unde rezultă:

$$U(f) \approx 2A\tau = \text{constant}$$

determinând tronsonul de grafic paralel cu axa absciselor.

b) Frecvențe medii $f_1 < f < f_2$: Factorul $\text{sinc}(\pi f t_c)$ se poate aproxima cu unitatea. Factorul $\text{sinc}(\pi f \tau)$ se consideră în situația cea mai defavorabilă - pentru trasarea înfășurătoarei spectrului - $\text{sinc}(\pi f \tau) = 1$, astfel încât expresia densității de amplitudini devine:

$$U(f) \approx 2A\tau \frac{1}{\pi f \tau} = \frac{2A}{\pi f}$$

ceea ce imprimă graficului o pantă descendentă cu 20 dB/decadă.

c) Frecvențe înalte $f_1 < f_2 < f$: Din considerentele precizate la punctele a) și b), ambii factori $\text{sinc}(\pi f t_c)$ și $\text{sinc}(\pi f \tau)$ se consideră în situația cea mai defavorabilă, $\text{sinc}(x) = 1$, astfel încât expresia densității de amplitudini devine:

$$U(f) \approx 2A\tau \frac{1}{\pi f \tau} \frac{1}{\pi f t_c} = \frac{2A}{\pi^2 t_c f^2}$$

ceea ce imprimă graficului o pantă descendentă cu 40 dB/decadă începând cu valoarea $f_1 = 1/\pi\tau$.

Pornind de la semnalul trapezoidal se pot obține două particularizări importante, având înfășurătoarele spectrului aproximat trasate punctat în figura 2.2.3.b, derivate din graficul determinat anterior:

a) Pentru $t_c = 0$, $\text{sinc}(\pi f t_c) = 1$, impulsul este dreptunghiular, se regăsește expresia din ecuația (2.2.1), graficul are aspectul înfășurătoarei spectrului trasat în figura 2.2.2, cu un singur tronson cu panta -20 dB/decadă

după frecvența de frângere $f = 1/\pi\tau$.

b) Pentru $\tau = t_c$, impulsul este triunghiular (palierul devine nul), cele două puncte de frângere ale graficului suprapunându-se și determinând un singur tronson cu panta -40 dB/decadă după frecvența de frângere $f = 1/\pi\tau$.

2.3.Semnalul cvasidreptunghiular periodic

2.3.1.Spectrul semnalului trapezoidal periodic

În figura 2.3.1. este redat semnalul trapezoidal periodic în forma sa generală, cu următorii parametri:

- amplitudinea unitară ($A = 1$);
- perioada p ;
- factorul de umplere d ;
- duratele fronturilor t_{c1} , t_{c2} , în cazul general inegale.

Pentru simplificarea calculului, durata impulsului, $p \cdot d$, se consideră într-o primă fază între momentele declanșării tranzițiilor.

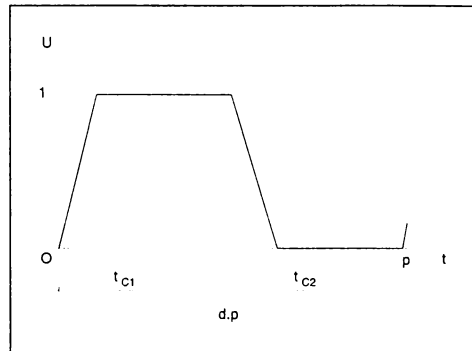


Figura 2.3.1.

Semnalele teoretice uzuale pot fi obținute prin particularizarea acestuia.

Expresia matematică a semnalului pe o perioadă este:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{x}{t_{c1}} & \text{pentru } x \in [0, t_{c1}] \\ 1 & \text{pentru } x \in (t_{c1}, d \cdot p) \\ 1 - \frac{x - d \cdot p}{t_{c2}} & \text{pentru } x \in [d \cdot p, d \cdot p + t_{c2}] \\ 0 & \text{pentru } x \in (d \cdot p + t_{c2}, p) \end{cases}$$

Coefficienții dezvoltării în serie Fourier, calculați cu expresiile (1.1.1) aplicate pe intervalele din definiția analitică a semnalului sunt:

$$A_k = \frac{1}{k\pi} \left[\frac{\sin^2 \frac{k\pi}{p} t_{c1}}{\frac{k\pi}{p} t_{c1}} + \frac{\sin \frac{k\pi}{p} t_{c2} \sin \left(\frac{k\pi}{p} t_{c2} + 2k\pi d \right)}{\frac{k\pi}{p} t_{c2}} \right]$$

$$B_k = \frac{1}{k\pi} \left[\frac{\sin \frac{k\pi}{p} t_{c1} \cos \frac{k\pi}{p} t_{c1}}{\frac{k\pi}{p} t_{c1}} - \frac{\sin \frac{k\pi}{p} t_{c2} \cos \left(\frac{k\pi}{p} t_{c2} + 2k\pi d \right)}{\frac{k\pi}{p} t_{c2}} \right]$$

Pentru a simplifica expresiile și pentru a evidenția funcția sinc(x), am introdus notațiile:

$$\alpha_1 = \frac{k\pi}{p} t_{c1}; \quad \alpha_2 = \frac{k\pi}{p} t_{c2}$$

$$S_1 = \frac{\sin \frac{k\pi}{p} t_{c1}}{\frac{k\pi}{p} t_{c1}} = \text{sinc } \alpha_1; \quad S_2 = \frac{\sin \frac{k\pi}{p} t_{c2}}{\frac{k\pi}{p} t_{c2}} = \text{sinc } \alpha_2 \tag{2.3.1}$$

astfel încât coeficienții Fourier devin:

$$A_k = \frac{1}{k\pi} [-S_1 \sin \alpha_1 + S_2 \sin(\alpha_2 + 2k\pi d)]$$

$$B_k = \frac{1}{k\pi} [S_1 \cos \alpha_1 - S_2 \cos(\alpha_2 + 2k\pi d)]$$

Cu aceste notații amplitudinile armonicelor semnalului se calculează cu:

$$C_k = \frac{1}{k\pi} \sqrt{S_1^2 + S_2^2 - 2S_1 S_2 \cos(\alpha_1 - \alpha_2 - 2k\pi d)}$$

În concordanță cu modul de specificare a duratei impulsului în cataloage, voi redefini factorul de umplere d' al impulsurilor la jumătatea frontului (pe linia mijlocie a trapezului, ca în figura 2.3.2.) În expresia anterioară se face o translație în timp ținând seama de noile limite:

$$d \cdot p - d' \cdot p = \frac{t_{c1} - t_{c2}}{2} + d \cdot p$$

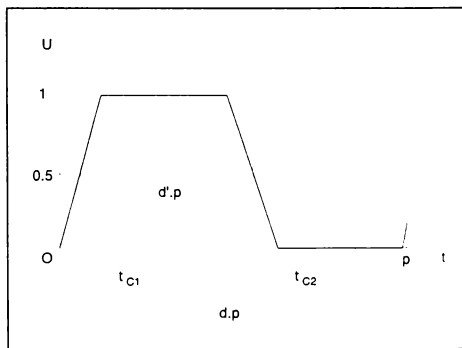


Figura 2.3.2.

astfel încât forma generală dedusă de autor a expresiei amplitudinii armonice de ordinul k este:

$$C_k = \frac{1}{k\pi} \sqrt{S_1^2 + S_2^2 - 2S_1S_2 \cos 2k\pi d} . \quad (2.3.2)$$

Considerând situația cea mai defavorabilă din punct de vedere al factorului de umplere d , în care ultimul termen de sub radical devine $+2S_1S_2$, se poate determina șirul valorilor maxime ale amplitudinilor armonice:

$$C_{kMAX} = \frac{1}{k\pi} (|S_1| + |S_2|) \quad (2.3.3)$$

a cărei reprezentare grafică este înfășurătoarea spectrelor posibile ale semnalelor trapezoidale de valori date ale perioadei și duratelor fronturilor.

2.3.2.Particularizări ale semnalului trapezoidal

O primă categorie de situații particulare se referă la formele semnalelor elementare derivate din semnalul trapezoidal. Se regăsesc astfel câteva rezultate cunoscute din teoria semnalelor.

a) Semnalul trapezoidal simetric:

$t_{c1} = t_{c2} = t_c \Rightarrow S_1 = S_2 = S$, de unde rezultă spectrul de linii al amplitudinilor:

$$C_k = \frac{2|S|}{k\pi} |\sin k\pi d| \leq \frac{2|S|}{k\pi} = \frac{2}{k\pi} \left| \frac{\sin k\pi \frac{t_c}{p}}{k\pi \frac{t_c}{p}} \right| \quad (2.3.4)$$

b) Semnalul dreptunghiular:

$t_{c1} = t_{c2} \rightarrow 0 \Rightarrow S_1 = S_2 \rightarrow 1$, de unde rezultă:

$$C_k = \frac{2}{k\pi} |\sin k\pi d| \leq \frac{2}{k\pi} . \quad (2.3.5)$$

c) Semnalul dinte de fierăstrău:

$t_{c1} = 0, t_{c2} = p \Rightarrow d = 1/2, S_1 \rightarrow 1, S_2 = 0$, rezultă:

$$C_k = \frac{1}{k\pi} \quad (2.3.6)$$

adică jumătate din nivelul maxim al amplitudinilor armonice ale semnalului dreptunghiular;

d) Semnalul triunghiular simetric:

$t_{c1} = t_{c2} = p/2 \Rightarrow d = 1/2$ și $\alpha_1 = \alpha_2 = k\pi/2$, astfel încât:

$$C_k = \frac{2|S|}{k\pi} \left| \sin \frac{k\pi}{2} \right| = \left(\frac{2 \sin \frac{k\pi}{2}}{k\pi} \right)^2 = \begin{cases} \frac{4}{(k\pi)^2} & \text{pentru } k = 2n + 1 \\ 0 & \text{pentru } k = 2n \end{cases} \quad (2.3.7)$$

e) Semnalul triunghiular asimetric (dinte de fierăstrău redus):

$t_{c1} = 0$, $d = t_{c2}/2p \Rightarrow S_1 = 1$, $\alpha_2 = 2k\pi d$, astfel încât, pentru a evidenția raportul t_{c2}/p , rezultă expresia:

$$C_k = \frac{1}{k\pi} \sqrt{1 + \text{sinc}^2 k\pi \frac{t_{c2}}{p} - 2 \text{sinc} 2k\pi \frac{t_{c2}}{p}} < \frac{2}{k\pi} \quad (2.3.8)$$

În figura 2.3.3. am trasat spectrele corespunzătoare pentru patru semnale elementare, de amplitudine unitară și de aceeași frecvență. Pentru semnalele trapezoidal și triunghiular asimetric se consideră $t_c/p = 1/10$. De asemenea, pentru semnalele dreptunghiular și trapezoidal se trasează înfășurătoarea.

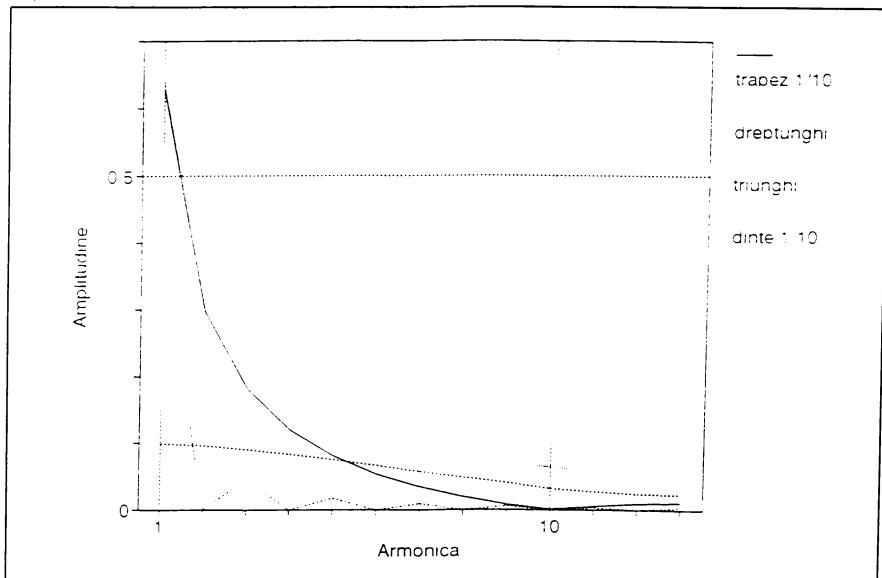


Figura 2.3.3.

A doua categorie de particularizări se referă la parametrii reali ai semnalelor pentru diferite familii de circuite integrate numerice care

generează astfel de semnale. În tabelul 2.3.4. sunt prezentate caracteristicile care intervin - într-o primă aproximație - în determinarea spectrului semnalelor pentru câteva tipuri de circuite uzuale: ([61], [65], [69])

- f_{MAX} : frecvența maximă de lucru;
- t_{TLH} , t_{THL} : duratele tranzițiilor LOW→HIGH, respectiv HIGH→LOW;
- $I_{OH,MAX}$: curentul maxim de ieșire în starea HIGH.

Tabelul 2.3.4.

Familia	f_{MAX} [MHz]	t_{TLH} [ns]	t_{THL} [ns]	$I_{OH,MAX}$ [μ A]
TTL Standard	35	8	5	50
TTL - High Speed	50	3.4	0.6	250
TTL - Low-power Schottky	45	24	6	100
TTL - Schottky	125	4.5	2.2	250
CMOS	16	50	50	500
CMOS High Speed	60	4	4	4000

Pe măsura dezvoltării tehnologiei circuitelor integrate digitale, ajungându-se cu familia ECLinPS (ECL in picoseconds) la frecvențe de tact de 800 MHz și durate ale fronturilor de 300 ps.

De asemenea, ar putea fi menționate ca generatoare de semnal trapezoidal rezonatoarele cu cuarț, cu valori ale frecvenței proprii de zeci de MHz și durate ale fronturilor reduse, dar de regulă în proiectarea circuitelor imprimate aceste componente se plasează în imediata apropiere a pinilor receptori ai circuitului integrat tocmai în vederea reducerii dimensiunii traseelor aferente și a suprafeței buclelor și a minimizării riscului de perturbații.

Pentru a crea o imagine a comportării circuitelor digitale din punct de vedere al compatibilității electromagnetice, am considerat patru tensiuni cvasidreptunghiulare, cu factorul de umplere 0,5 și având frecvența și duratele fronturilor în preajma valorilor limită furnizate de cataloage și menționate în tabelul anterior, pentru câteva din tehnologiile uzuale, cu performanțe medii. Pentru a estima nivelul câmpului electromagnetic radiat, am considerat semnalul aplicat unei sarcini echivalente având schema din figura 2.3.5.

Într-o reprezentare simplificată sau pentru un domeniu restrâns de frecvențe se poate face abstracție de prezența inductivității serie (inductivitățile parazite ale traseelor și planelor de masă, ale pinilor și conexiunilor interne ale circuitelor integrate și ale terminalelor componentelor), situație în care circuitul de sarcină este un filtru RC trece-jos, cu o caracteristică foarte

favorabilă din punct de vedere al frecvențelor înalte, „periculoase”, deci al asigurării compatibilității electromagnetice.

În realitate inductivitățile parazite nu pot fi neglijate, astfel încât sarcina se comportă ca un circuit rezonant. Frecvența teoretică de rezonanță este:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{(RC)^2}}$$

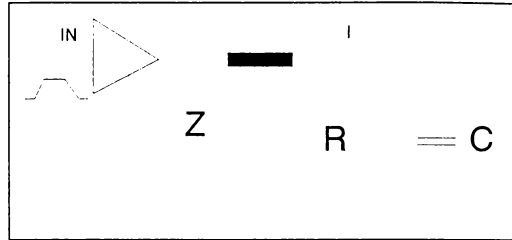


Figura 2.3.5.

Luând în considerare variația tensiunii de ieșire (amplitudinea impulsurilor de tensiune) de 4V, rezistența de sarcină $R = 16 \text{ k}\Omega$, capacitatea de sarcină $C = 15 \text{ pF}$ - valoare specificată de cataloage ([69], [70]) pentru determinarea parametrilor dinamici - și inductivitatea traseelor prin care se aplică semnalul $L = 10 \text{ nH}$ (pentru o valoare uzuală de 10 nH/cm), se pot determina componentele spectrale ale curenților corespunzători.

Spectrele curenților rezultanți au fost determinate numeric de autor și sunt reprezentate în figura 2.3.6. În plus, am trasat curba corespunzătoare (în situația cea mai defavorabilă) curentului de mod diferențial care, parcurgând bucla formată de cele două trasee (lungime 0,5 cm, distanță 1/10 inch = 2.54 mm), determină nivelul de radiație admis de standardul CISPR 11.

Este util de remarcat că pentru valorile menționate anterior ale impedanțelor din schemă se obține rezonanța la o frecvență de aproximativ 410 MHz, în jurul căreia câmpul teoretic depășește nivelul admis de norme. Din motive de scalare am restrâns domeniul de reprezentare, astfel încât nu am surprins valoarea curentului în jurul frecvenței de rezonanță, peste 1A. Situația este mai „periculoasă” pentru trasee mai lungi (5 cm), caz în care frecvența de rezonanță coboară în jurul valorii de 130 MHz (figura 2.3.7.).

În practică circuitele nu sunt utilizate la limita performanțelor, elementele parazite limitează frecvența semnalului, câmpul electromagnetic radiat este atenuat prin ecranare sau se compensează prin compunere cu câmpul generat de alte componente sau subansamble. De asemenea trebuie remarcat că la frecvențe foarte înalte, tresele chiar de lungimi reduse devin comparabile cu lungimea de undă a semnalului aplicat, comportându-se după modelul liniei de transmisie și făcând obiectul studiului altor capitole din electrotehnică.

Cu toate acestea, chiar dacă nu respectă în întregime situațiile reale graficele prezentate evidențiază posibilitatea depășirii limitelor impuse de normele de compatibilitate electromagnetică. Această observație atrage atenția proiectanților de echipamente digitale asupra necesității alegerii familiei de circuite, respectiv a parametrilor dinamici ai acestora, cât mai aproape de pragul impus de cerințele de ordin funcțional.

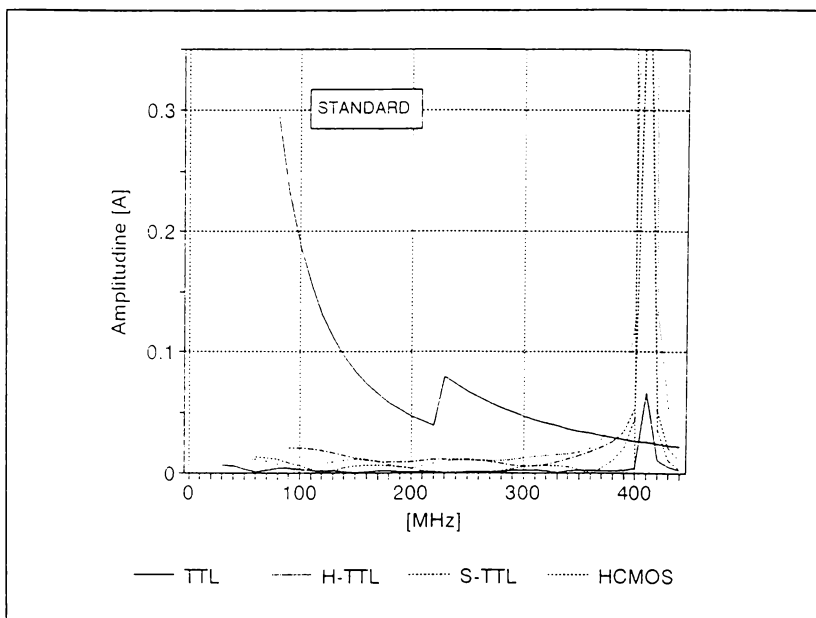


Figura 2.3.6.

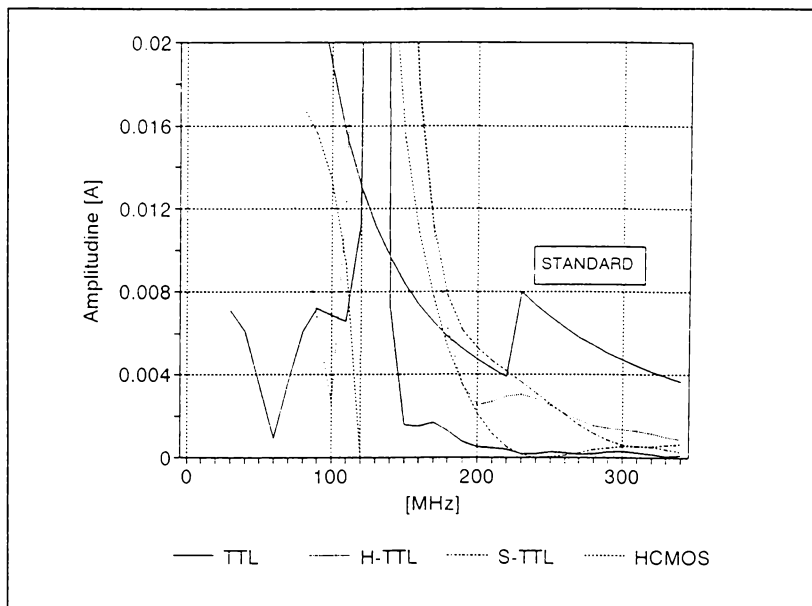


Figura 2.3.7.

2.3.3. Semnalul exponențial

Reprezentarea semnalelor real cu formă de undă trapezoidală este idealizată. Datorită caracterului preponderent capacitiv al sarcinilor circuitelor digitale, tranzițiile între stările logice tind să aibă un aspect exponențial, semnalul (pe care îl voi numi *exponențial*) este descris analitic prin funcția:

$$f(x) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} & \text{pentru } x \in [0, d \cdot p) \\ e^{-\frac{t}{\tau_2}} & \text{pentru } x \in [d \cdot p, p) \end{cases}$$

în care τ_1, τ_2 sunt constantele de timp de încărcare, respectiv de descărcare ale capacității echivalente de sarcină, iar d este factorul de umplere.

Pentru a evidenția numai efectul variației exponențiale asupra spectrului semnalului, în continuare în acest paragraf am considerat factorul de umplere $d = 0,5$ și constantele de timp egale $\tau_1 = \tau_2 = \tau$.

De asemenea, descrierea este valabilă în condițiile în care constanta de timp este mult mai mică decât durata palierului, iar semnalul oscilează practic între valorile extreme posibile 0 și 1. Teoretic, semnalul variază între valorile y_0 și y_1 , calculate cu relațiile:

$$y_0 = \frac{1}{1 + e^{\frac{p}{2\tau}}}; \quad y_1 = \frac{1}{1 + e^{-\frac{p}{2\tau}}}$$

între care este evidentă egalitatea $y_0 + y_1 = 1$.

În aceste condiții, semnalul exponențial este descris de:

$$f(x) = \begin{cases} 1 - y_1 e^{-\frac{t}{\tau}} & \text{pentru } x \in \left[0, \frac{p}{2}\right) \\ y_1 e^{-\frac{t}{\tau}} & \text{pentru } x \in \left[\frac{p}{2}, p\right) \end{cases}$$

Amplitudinea se reduce la $y_1 - y_0 = 2y_1 - 1$, iar timpul de creștere al semnalului considerat între nivelele de 10% și 90% din amplitudine se calculează ca fiind:

$$t_{CR} = \tau \ln \left(\frac{10}{9 - 8y_1} - 1 \right).$$

În figura 2.3.8. sunt reprezentate formele de undă ale semnalului expo-

nențial de frecvență 1 MHz, în două cazuri: $\tau = 25$ ns, respectiv $\tau = 250$ ns.

Pentru aplicarea expresiilor (2.1.1) în scopul determinării componenței spectrale a semnalului am utilizat două rezultate cunoscute din analiza matematică:

$$\int e^{-ax} \cos bx \, dx = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} e^{-ax} \sin(bx - c)$$

$$\int e^{-ax} \sin bx \, dx = -\frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} e^{-ax} \cos(bx - c)$$

în care coeficienții a,b,c devin, în cazul semnalului studiat:

$$a = \frac{1}{\tau} ; \quad b = \frac{2k\pi}{p} ; \quad c = \arctg \frac{a}{b} = \arctg \left(2k\pi \frac{\tau}{p} \right)$$

Amplitudinile armonicelor sunt date de:

$$C_k = \begin{cases} \frac{2}{k\pi} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2k\pi \frac{\tau}{p} \right)^2}} & \text{pentru } k = 2n + 1 \\ 0 & \text{pentru } k = 2n \end{cases} \quad (2.3.9)$$

Se impune observația că pentru $\tau \rightarrow 0$ rezultă $C_k \rightarrow 2/k\pi$, deci se obține expresia cunoscută a armonicelor semnalului dreptunghiular, iar pentru $\tau = p/4$ și $k\pi/2 \gg 1$ (armonice de ordin superior) rezultă $C_k \rightarrow (2/k\pi)^2$, expresia semnalului triunghiular.

Figurile 2.3.9. și 2.3.10. prezintă spectrele semnalului exponențial pentru cele două valori ale constantei de timp, comparativ cu spectrele semnalelor triunghiular și trapezoidal de aceeași amplitudine și frecvență. Pentru semnalul trapezoidal am considerat două cazuri, cu durata frontului egală cu constanta de timp, respectiv cu timpul de creștere.

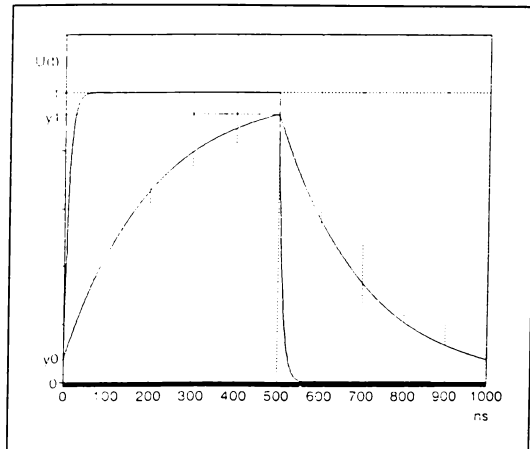


Figura 2.3.8.

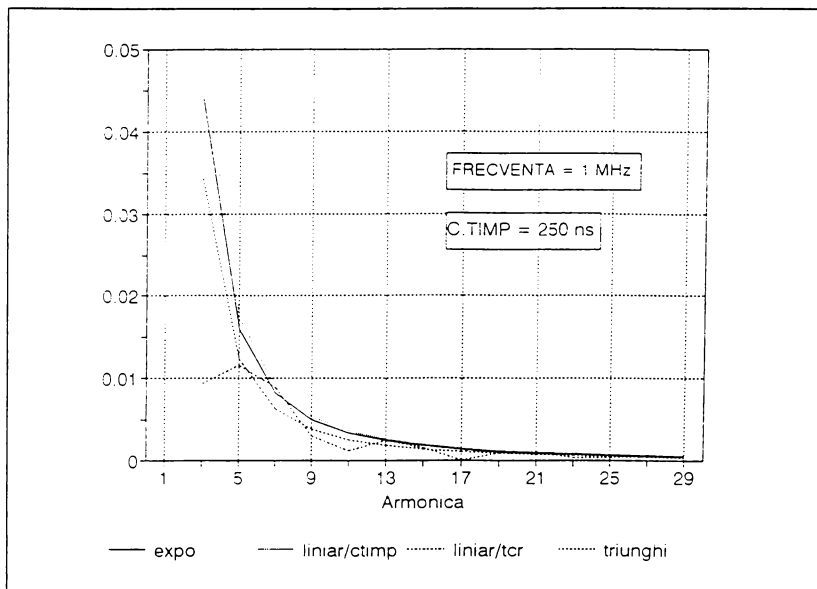


Figura 2.3.9.

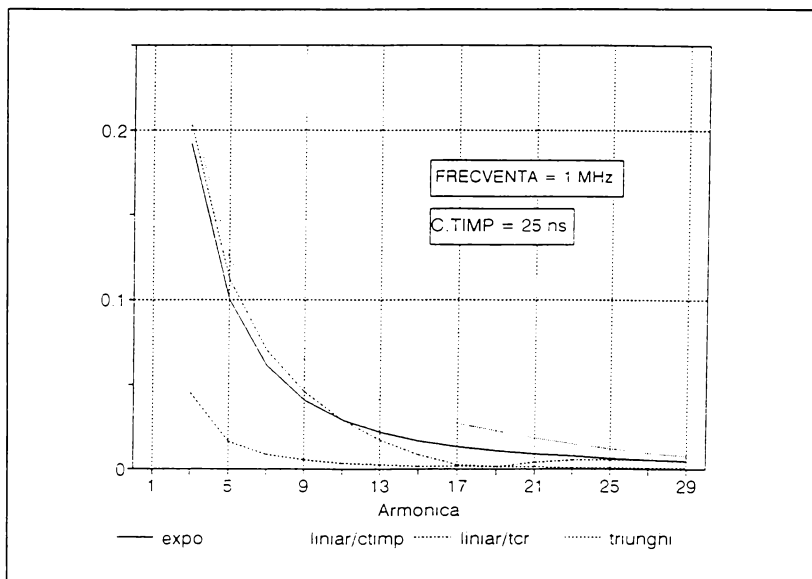


Figura 2.3.10.

Aspectul spectrului de frecvențe confirmă apropierea formei de undă a semnalului exponențial de cel triunghiular pe măsura creșterii constantei de

timp, respectiv de cel dreptunghiular la scăderea acesteia. La o creștere mai pronunțată a constantei de timp amplitudinii de variația scade, semnalul aplatizat reprezentând interes.

Deoarece în analiza teoretică a semnalelor aproximarea tranziției poate fi convenabilă într-una din cele două forme de variație: liniar sau exponențial, am încercat echivalarea semnalului trapezoidal cu cel exponențial din punct de vedere al compoziției spectrale. Am denumit echivalență egalitatea cu o eroare de ± 3 dB a liniilor spectrale corespunzătoare din spectrele a două semnale. În acest sens am realizat un program Pascal care determină plaja de valori ale duratei frontului liniar pentru care o componentă spectrală este echivalentă cu componenta corespunzătoare a semnalului exponențial de constantă de timp dată, respectiv banda de echivalență a unor semnale trapezoidal și exponențial date. Scopul este de a determina un semnal trapezoidal care să aproximeze semnalul exponențial într-o bandă de frecvență cât mai largă.

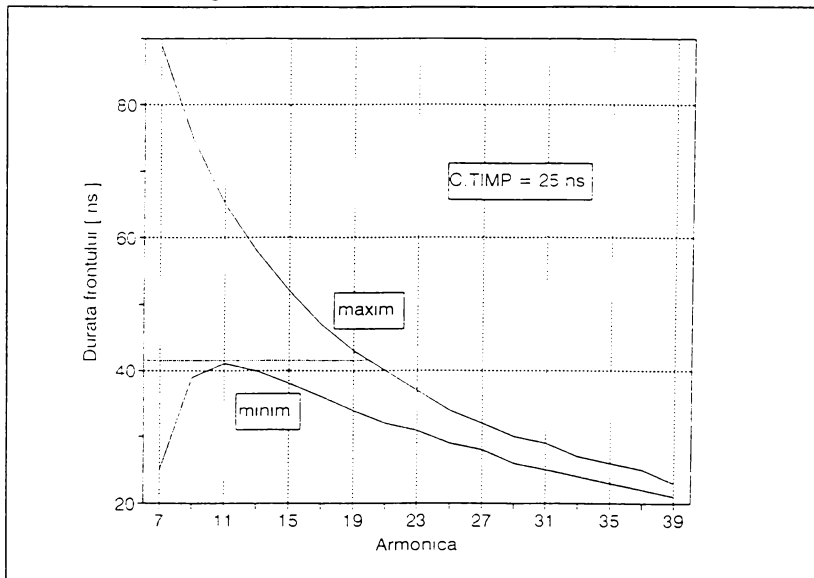


Figura 2.3.11.

În figura 2.3.11. este prezentat modul de echivalare a semnalului exponențial de frecvență 1 MHz și constanta de timp $\tau = 25$ ns. De exemplu, un front cu durata de 42 ns asigură echivalența primelor 19 armonici. Trebuie menționat că banda de echivalență este mai largă pentru constante de timp mai reduse.

2.4. Factori care influențează spectrul semnalului cvasidreptunghiular

Paragrafele anterioare iau în considerare situațiile cele mai defavorabile, adică valorile maxime posibile ale amplitudinilor armonicelor. Dar în aceste limite, amplitudinea poate varia considerabil și am considerat util să urmăresc modul în care diverși parametri pot influența aceasta. Deși în general se ia în considerare situația cea mai dezavantajoasă (semnalul dreptunghiular), determinarea nivelului real al amplitudinii unei armonici devine importantă în condițiile suprapunerii semnalelor și a efectelor acestora într-un sistem sau ale apariției fenomenelor de rezonanță parazite. De asemenea, evită eforturi inutile de limitare a emisiei perturbatoare în fazele de proiectare și/sau de stabilire a conformității cu normele de compatibilitate electromagnetică.

Rezultatele din acest subcapitol sunt obținute pe baza expresiilor analitice deduse de autor și implementate în limbaj Pascal în vederea analizei și reprezentării grafice.

2.4.1. Geometria semnalului trapezoidal

Parametrii care determină geometria semnalului trapezoidal de amplitudine și frecvență date sunt duratele fronturilor și factorul de umplere. Menținând definițiile parametrilor conform figurii 2.3.2. și notațiile (2.3.1), amplitudinile armonicelor sunt date de expresia (2.3.2):

$$C_k = \frac{1}{k\pi} \sqrt{S_1^2 + S_2^2 - 2S_1 S_2 \cos 2k\pi d}$$

unde:

$$S_1 = \text{sinc} k\pi \frac{t_{c1}}{p} ; \quad S_2 = \text{sinc} k\pi \frac{t_{c2}}{p} .$$

Studiul influenței celor trei parametri este dificil de realizat concomitent, astfel încât voi prezenta acțiunea fiecărui în condițiile stabilirii celorlalți.

A. Factorul de umplere

Voi analiza efectul variației factorului de umplere în condițiile cele mai „neutre” din punct de vedere al fronturilor, și anume $t_{c1} = t_{c2} = t_c$, deci $S_1 = S_2 = S$. Amplitudinile armonicelor devin:

$$C_k = \frac{2}{k\pi} |S| |\sin k\pi d| .$$

Prima observație este identitatea spectrului pentru factori de umplere complementari (d și $1-d$).

Calculul zerourilor funcției $\sin k\pi d$ permite:

a) pe de o parte determinarea ordinului armonicilor care se anulează, ca multipli întregi ai inversei factorului de umplere: $k = n/d$;

b) pe de altă parte determinarea factorului de umplere necesar pentru anularea unei armonici: $d = n/k$.

Efectul variației factorului de umplere asupra valorii amplitudinii primelor trei armonici ale unui semnal trapezoidal este redat în figura 2.4.1. Dincolo de simplitatea matematică a variației, se sugerează concluzia că prin modificarea factorului de umplere crește ponderea în spectru a unor armonici în detrimentul altora alăturate.

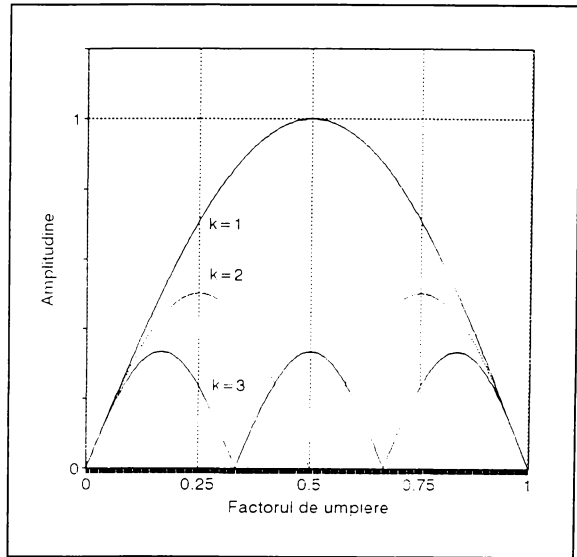


Figura 2.4.1.

În sprijinul acestei concluzii vine și reprezentarea grafică a spectrului pentru trei valori ale factorului de umplere (0.5, 0.1, respectiv 0.42). Pentru a evita suprapunerea efectelor, am considerat $t_c = 0$.

Domeniul în care modificarea factorului de umplere conduce la o tendință comună de scădere a nivelului armonicilor semnificative este în jurul valorilor extreme.

Considerentele anterioare, dificultatea practică de a controla factorul de umplere în special la frecvențe mari și preponderența semnalelor cu factor de umplere în jurul valorii 0,5 nu recomandă utilizarea acestui parametru pentru reducerea nivelului componentelor spectrale ale semnalului trapezoidal.

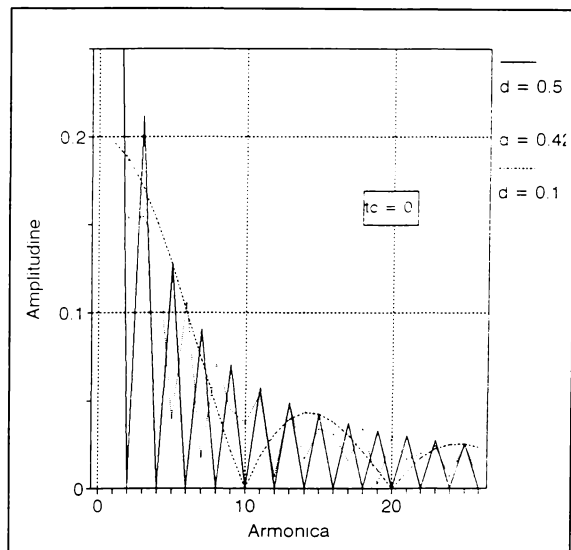


Figura 2.4.2.

B. Durata fronturilor

Parametrul care influențează în cea mai mare măsură compoziția spectrală a unui semnal cvasidreptunghiular de frecvență dată este durata fronturilor. În acest paragraf voi analiza această relație din punct de vedere cantitativ.

Într-o primă etapă voi considera cele două fronturi egale, deci semnal trapezoidal simetric, astfel încât expresia de pornire este cea a amplitudinii armonice de ordin k (ecuația 2.4.1). Păstrând notațiile din paragraful anterior, și evidențiind raportul între durata frontului și perioada semnalului, expresia se poate scrie:

$$C_k = \frac{2}{k\pi} \left| \operatorname{sinc} k\pi \frac{t_c}{p} \right| |\operatorname{sinc} \pi d|$$

În figura 2.4.3. am trasat spectrul semnalului având raportul $t_c/p = 0,1$, atât pentru $d = 0,5$ cât și înfășurătoarea (în cazul $|\sin(k\pi d)| = 1$), comparativ cu înfășurătoarele pentru $t_c/p = 0,05$ și pentru $t_c = 0$ (semnal dreptunghiular). Concluzia este că creșterea duratei frontului (în raport cu perioada semnalului) produce scăderea componentelor spectrale semnificative. Zerourile funcției sinc(x) determină anularea armonicilor de ordin egal cu multiplii întregi ai raportului t_c/p .

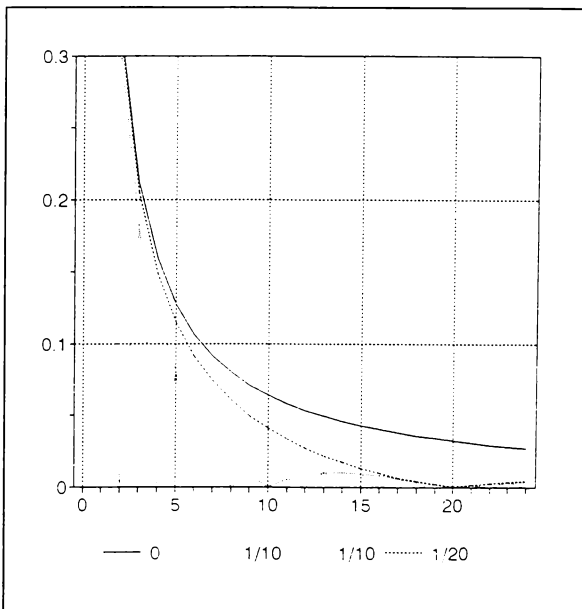


Figura 2.4.3.

Se observă că elementul de referință în comparația precedentă îl constituie raportul t_c/p . În practică, un circuit dat se caracterizează printr-o durată stabilită a frontului, determinată de tehnologia de realizare și de componentele și elementele externe, astfel încât raportul variază în principal datorită perioadei (frecvenței) semnalului. Pentru exemplificare, în figura 2.4.4. am reprezentat în paralel spectrele a trei semnale de frecvențe diferite: (1 MHz, 5 MHz și 10 MHz) și același front $t_c = 10$ ns, în două variante:

- pentru un factor de umplere 0,5, evidențiind influența frecvenței de

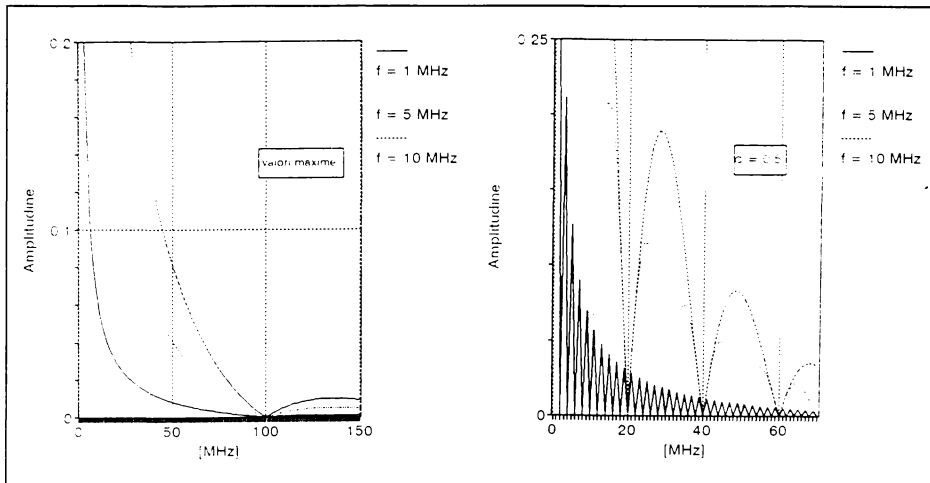


Figura 2.4.4.

bază prin zerourile corespunzătoare armonicelor pare;

- înfășurătoarea calculată pentru factorul de umplere cel mai defavorabil, evidențiind comportarea datorată strict valorii duratei frontului, prin apariția zeroului la frecvența $1/t_r$, independent de frecvența semnalului.

Un alt aspect este influența asimetriei fronturilor asupra spectrului (inegalitatea duratelor tranzițiilor HIGH→LOW și LOW→HIGH). În această situație sunt aplicabile expresiile (2.3.2) de calcul al amplitudinilor armonicelor în cazul general, respectiv (2.3.3) pentru determinarea înfășurătoarei.

În figura 2.4.5. am prezentat spectrele semnalelor având fronturi 50/50 ns, 50/100 ns și 50/200 ns. Se remarcă aplatizarea spectrului pe măsură creșterii asimetriei fronturilor, ceea ce reprezintă un avantaj în ceea ce privește armonicile impare, care sunt atenuate, dar și un dezavantaj pentru cele pare, care devin semnificative.

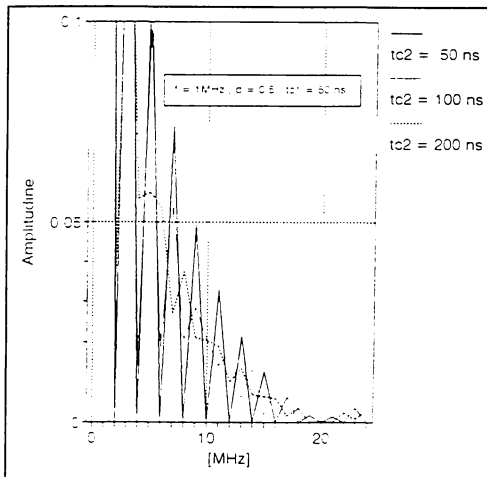


Figura 2.4.5.

Pentru o imagine mai exactă a influenței asimetriei, în figura 2.4.6. am trasat variația amplitudinii armonicelor de ordinul 1, 2 și 3 în funcție de

raportul între duratele fronturilor, în condițiile în care un front este relativ abrupt (0.01 din perioada semnalului), iar celălalt variază până la 0.4.

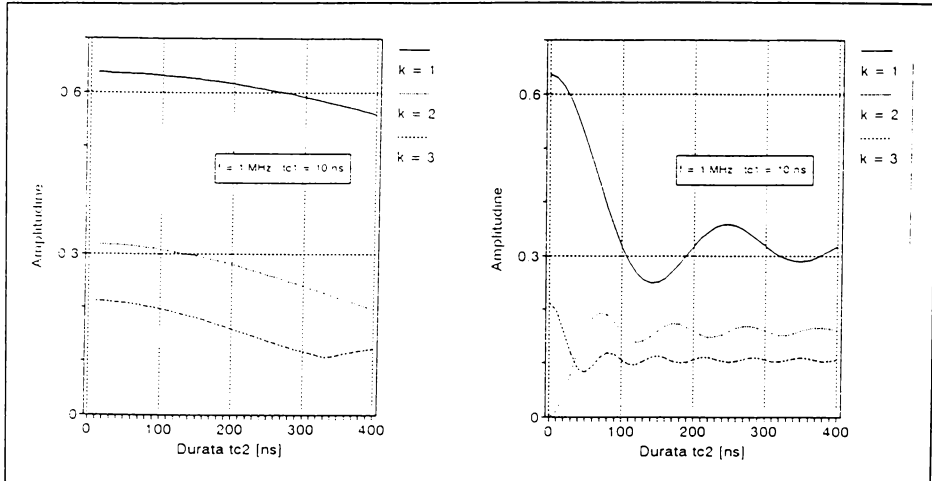


Figura 2.4.6.

Pe de o parte se remarcă descreșterea valorii maxime posibile la creșterea asimetriei, iar pe de altă parte, în cazul semnalului cu factor de umplere 0,5, se constată:

- tendința - vizibilă mai bine la armonicile superioare - de apropiere a nivelurilor (aplatizare);
- independența amplitudinii armonicei dincolo de o anumită valoare a asimetriei, ceea ce evidențiază caracterul dominant al frontului mai abrupt în spectrul semnalului.

Circuitele uzuale nu prezintă o asimetrie pronunțată a fronturilor (tabelul 2.3.1. - familiile TTL, raportul fronturilor nu depășește 6). Tehnologiile ulterioare de realizare a circuitelor integrate au adus, pe lângă performanțele și avantaajele funcționale, și tendința de a asigura semnale cu fronturi egale, dar mai ales de a evita, dacă nu este strict necesar, realizarea unor fronturi foarte abrupte.

Controlul duratei fronturilor reprezintă una din soluțiile des utilizate pentru atenuarea armonicelor semnalelor în vederea respectării normelor de compatibilitate electromagnetică, și se pretează în special la semnale de perioadă relativ mare (unde nu există aplatizării - vezi paragraful 2.3.3.). Un exemplu îl reprezintă transmisiile de date digitale pe cabluri relativ lungi, cu risc mare de emisie de perturbații de frecvențe înalte. Firma MAXIM a aplicat această soluție în realizarea driver-elor liniilor de transmisie (RS422, RS485). În figura 2.4.7. sunt prezentate spectrele măsurate de producător pentru circuite cu aceeași funcție, cu și fără control al frontului. ([66])

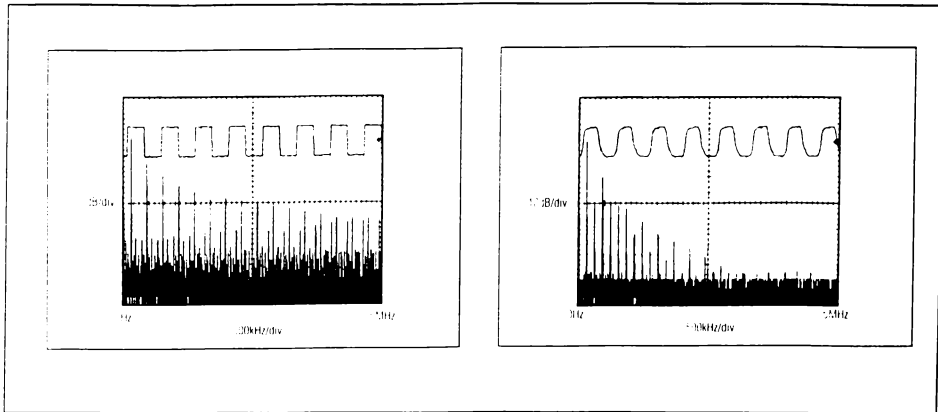


Figura 2.4.7.

2.4.2. Forma fronturilor

Variația liniară a fronturilor este o aproximație a tranzițiilor reale ale semnalelor, acceptată pentru simplitatea expresiilor și a reprezentării. Rezultatele obținute pornind de la semnalul trapezoidal reflectă într-o oarecare măsură comportarea reală (a se vedea paragraful 2.3.3. *Semnalul exponențial*). Abaterea semnalului de la forma liniară poate modifica nivelul componentelor spectrale, iar diferențele sunt greu previzibile analitic, depinzând de ponderea pe care o au în mărimea coeficienților Fourier integralele calculate pe intervalele corespunzătoare fronturilor, pondere care diferă substanțial în funcție de ordinul armonice și raportul dintre durata frontului și perioada semnalului. Pentru o formă oarecare de variație, chiar descriptibilă printr-o funcție matematică, calculul amplitudinilor armonice este dificilă pe cale analitică, sau oferă rezultante nerelevante. În cazul determinării spectrului prin integrare numerică este posibilă o evaluare calitativă și este dificil de realizat o generalizare a concluziilor.

Pentru determinarea spectrului voi considera fronturile simetrice, deci semnalul par, astfel încât coeficienții Fourier se calculează într-o formă restrânsă:

$$A_k = \frac{4}{p} \int_0^{\frac{p}{2}} f(x) \cos \frac{2k\pi}{p} x dx ; \quad B_k = 0$$

Amplitudinile armonice pentru un semnal cu perioada p , factorul de umplere d , durata frontului t_c și fronturile descrise de o funcție $s(x)$ se calculează cu expresia:

$$C_k = \frac{4}{p} \left[\int_0^{\frac{p-t_c}{2}} \cos \frac{2k\pi}{p} x dx + \int_{\frac{p-t_c}{2}}^{\frac{p+t_c}{2}} s(x) \cos \frac{2k\pi}{p} x dx \right] .$$

Un caz particular care oferă rezultate interesante este cel al frontului sinusoidal. Tranziția are loc de-a lungul unui segment de sinusoidă având expresia:

$$s(x) = A \sin \frac{2\pi}{T} (x-x_0) .$$

Un astfel de semnal se obține din trunchierea semnalului $s(x)$ și translatarea pe verticală pentru a se încadra între nivelurile 0 și 1. Perioada proprie a sinusoidei devine perioada p a semnalului rezultat, nivelul la care se realizează trunchierea determinând forma semnalului. În continuare voi considera semnalul trunchiat simetric, având expresia:

$$f(x) = \text{trunc01} \left(0.5 + A \sin \frac{2\pi}{p} x \right) , \text{trunc01}(f(x)) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } f(x) < 0 \\ 1 & \text{pentru } f(x) > 1 \\ f(x) & \text{pentru } f(x) \in [0,1] \end{cases}$$

Durata frontului rezultă din trunchiere ca fiind:

$$t_c = \frac{p}{\pi} \arcsin \frac{1}{2A} .$$

Pentru a realiza o comparație cu semnalul trapezoidal se pune problema determinării amplitudinii necesare a semnalului sinusoidal pentru a avea un timp de creștere dat, prin inversarea relației anterioare:

$$A = \frac{1}{2 \sin \pi \frac{t_c}{p}} .$$

Ținând seama de aceste relații, amplitudinea armonicii de ordin k se calculează cu expresia:

$$C_k = \frac{2}{k\pi} \sin k \frac{\pi}{2} \left[\cos a_k - \frac{k}{2} \frac{\text{sinc}(a_k + a_1) - \text{sinc}(a_k - a_1)}{\text{sinc} a_1} \right] \quad (2.4.1)$$

în care am notat:

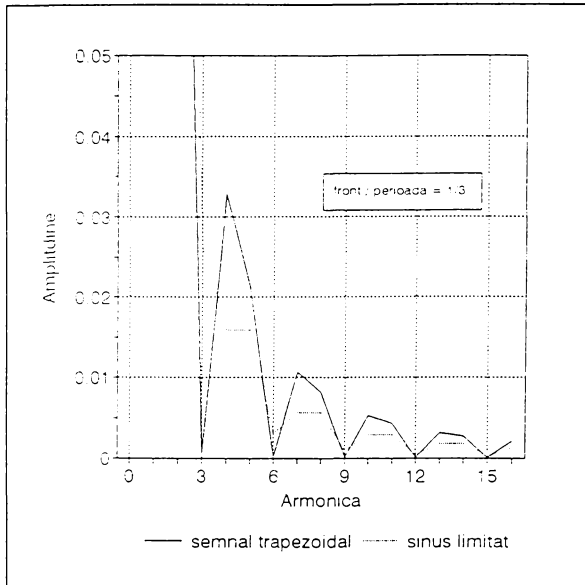


Figura 2.4.8.

$$a_1 = \pi \frac{t_c}{p} ;$$

$$a_k = k\pi \frac{t_c}{p} .$$

Factorul $\sin(k\pi/2)$ anulează armonicile pare. Expresia matematică permite regăsirea spectrului monocromatic al semnalului pur sinusoidal (pentru $A = 0,5 \Rightarrow t_c = p/2$ și $C_1 = 0,5$), respectiv a spectrului semnalului dreptunghiular (pentru $t_c \rightarrow 0 \Rightarrow C_k = 2/k\pi$).

În figura 2.4.8. sunt trasate pentru comparație spectrele semnalului sinusoidal trunciat și al celui trapezoidal cu aceeași

durată a frontului, pentru un raport $t_c/p = 1/3$. Pentru o valoare mai redusă a raportului spectrele devin practic identice, fapt datorat comportării cvasiliniare a sinusoidii în vecinătatea trecerii prin zero.

Un caz mai general este cel în care frontul variază după o sinusoidă de perioadă proprie T , diferită de a semnalului. În figura 2.4.9. sunt prezentate variația semnalului pe o semiperioadă și parametrii geometrice importanți, pentru un semnal cu factor de umplere 0,5, amplitudine 1 și perioada p .

Pe durata tranziției semnalul devine:

$$f(x) = 0.5 - A \sin \frac{2\pi}{T} \left(x - \frac{p}{4}\right) \text{ pentru } x \in \left[\frac{p}{4} - \frac{t_c}{2}, \frac{p}{4} + \frac{t_c}{2}\right]$$

$$\text{unde } t_c = \frac{T}{\pi} \arcsin \frac{1}{2A} .$$

Creșterea amplitudinii A sau reducerea perioadei proprii T ale sinusoidii determină reducerea timpului de creștere. De asemenea, ca și în cazul precedent, prin creșterea lui A segmentul de sinusoidă devine mai apropiat de forma liniară, aproximarea semnalului cu cel trapezoidal fiind mai bună.

Pentru o abordare matematică mai exactă am luat în considerare semnalul cu front semisinusoidal ($A = 0,5$, $T = 2t_c$) - figura 2.4.10. O caracteristică a acestui semnal este continuitatea derivatei în momentul

tranzitiei, ceea ce se transpune la nivel fizic prin evitarea punctelor de modificare bruscă a pantei, deci se apropie de comportarea reală a circuitelor. Pentru comparație am reprezentat punctat frontul linear corespunzător.

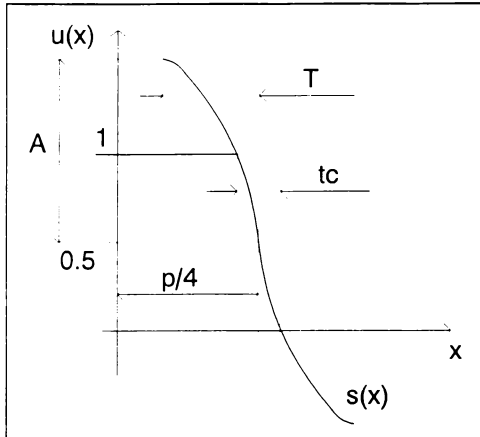


Figura 2.4.9.

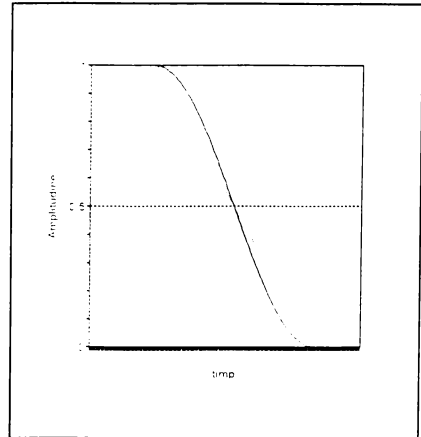


Figura 2.4.10.

În aceste condiții, pornind de la relația (2.4.1) spectrul de linii al amplitudinilor se calculează:

$$C_k = \frac{2}{k\pi} \frac{1}{1-\alpha^2} \sin \frac{k\pi}{2} \cos k\pi \frac{t_c}{p}, \text{ unde } \alpha = \frac{2kt_c}{p}$$

Pentru a elimina nedeterminarea posibilă datorată fracției, expresia amplitudinii armonice se rescrie:

$$C_k = \frac{1}{k} \frac{1}{1+\alpha} \sin \frac{k\pi}{2} \operatorname{sinc}(1-\alpha) \frac{\pi}{2} \tag{2.4.2}$$

În figura 2.4.11. am prezentat spectrul determinat cu această expresie pentru semnalul având raportul $t_c/p = 1/10$ (în particular frecvența 1MHz și durata fronturilor 100 ns), comparativ cu cel al semnalului trapezoidal cu aceiași parametri.

Se remarcă următoarele cazuri extreme:

- $t_c \rightarrow 0$: semnalul devine dreptunghiular, regăsindu-se valorile cunoscute ale armonicilor impare $C_k = 2/k\pi$ (realția 2.3.5).

- $t_c \rightarrow p/2$: semnalul devine pur sinusoidal de amplitudine 0,5, iar spectrul se limitează la această unică componentă.

Zerourile funcției $\sin(k\pi/2)$ determină anularea armonicilor pare.

Aspectul general al spectrului este determinat de raportul dintre durata

frontului și perioada semnalului prin intermediul ultimului factor. Astfel, zerourile funcției *sinc* anulează armonicile de ordin:

$$k = \frac{2n+1}{2} \frac{p}{t_c}$$

iar pentru:

$$k = n \frac{p}{t_c}$$

se obține un maxim local (al înfășurătoarei).

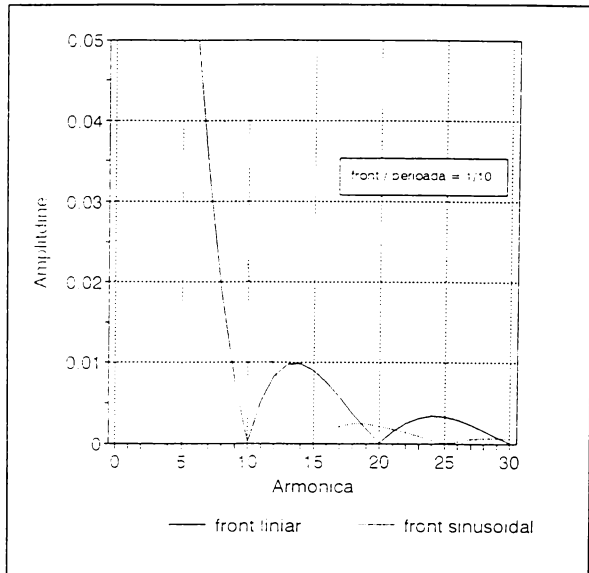


Figura 2.4.11.

2.4.3. Defazajul fronturilor

Creșterea frecvenței de lucru a circuitelor digitale, în primul rând a frecvenței de ceas, respectiv scurtarea duratei impulsurilor, asociată cu necesitatea distribuirii semnalului de ceas spre mai multe componente ale sistemului, impune măsuri speciale legate de simultaneitatea comenzilor. Semnalul teoretic de ceas este perfect sincron pentru toți utilizatorii, dar în practică acest fapt este împiedecat pe de o parte de imperfecțiunile tehnologice, iar pe de altă parte de neidentitatea condițiilor de transmitere a semnalului spre utilizatori. Diferențele între timpii de propagare a fronturilor pot crea probleme când devin comparabile cu aceștia. Parametrul care definește aceste diferențe este denumit generic defazaj (*skew*).

În timp ce din punct de vedere funcțional defazajul este nedorit, încercându-se reducerea lui prin perfecționarea tehnologiei, din punct de vedere al compatibilității electromagnetice reprezintă reducerea numărului de porți care comută sincron, deci reducerea nivelului vârfurilor pe tensiunea de alimentare și a efectelor perturbative pe liniile de alimentare și prin radiație electromagnetică.

În funcție de fronturile și punctele între care se măsoară timpii de propagare la care se referă, în tehnologia circuitelor integrate se deosebesc [13] următoarele tipuri:

- defazajul la ieșire (*output skew*) reprezintă diferența maximă între timpii

de propagare a unei tranziții logice în același sens între o intrare și oricare două ieșiri comandate de aceasta (distribuirea semnalului se realizează în interiorul circuitului integrat). Defazajul se determină separat pentru tranzițiile LOW→HIGH și HIGH→LOW;

- defazajul pe circuit (*part-to-part* sau *package skew*) este o extindere a defazajului la ieșire pentru toate dispozitivele din circuit, diferențele între timpii de propagare referindu-se la toate ieșirile atunci când tranziția se aplică simultan la intrările corespunzătoare (distribuirea semnalului se realizează extern, înainte de circuit);

- defazajul pe impuls (*pulse skew*) este diferența între timpii de propagare a tranzițiilor în sensuri opuse, măsurată la aceeași ieșire. Această diferență distorsionează semnalul în sensul modificării duratei impulsului pozitiv, deci a factorului de umplere, parametru critic la anumite categorii de microprocesoare care lucrează la frecvențe foarte mari.

Definirea anterioară a defazajului pe impuls, exprimată matematic:

$$t_{SK} = |t_{THL} - t_{TLH}|$$

poate fi extinsă pentru circuite cu ieșiri diferențiale (de exemplu: driver-e de linie). În figura 2.4.12. sunt prezentate formele de undă corespunzătoare intrării (U_i) și ieșirilor diferențiale (U_+ și U_-), respectiv semnalul diferențial ($U_d = U_+ - U_-$) scalat și decalat convenabil ca nivel pentru a face o analogie cu semnalul trapezoidal. În figura 2.4.13. sunt prezentate cazurile posibile de tranziție a semnalului diferențial, după cum durata frontului este mai mare (a) sau mai mică (b) decât defazajul.

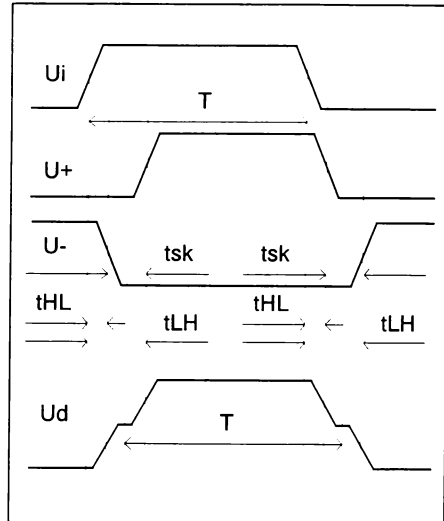


Figura 2.4.12.

Pentru exemplificare, în tabelul 2.4.1. sunt prezentați parametrii de comutare pentru câteva driver-e diferențiale realizate de firmele Texas Instruments și MAXIM. ([66], [70])

Tabelul 2.4.1.

Driver	Durata fronturilor [ns]	Timp de propagare [ns]	Defazaj [ns]
MAX 481/485	3 - 40	10 - 60	5 - 10
MAX 487/489	250 - 2000	100 - 800	250 - 2000
SN 75ALS194	4 - 8	6 - 14	4 - 6

Considerând semnalul de intrare având perioada p și factorul de umplere d , semnalul diferențial cu fronturile "alterate" se formează prin suprapunerea semnalelor U_+ și $-U$, trapezoidale, dar cu factori de umplere modificați:

$$d_+ = d - \frac{t_{SK}}{p}, \quad d_- = d + \frac{t_{SK}}{p}$$

Alegând convenabil referința de timp pe o perioadă și remarcând paritatea celor două semnale, dezvoltarea în serie Fourier conține numai componentele în cosinus, $C_k = A_k$, astfel încât amplitudinile armonicelor semnalului U_d se obțin din însumarea componentelor armonicelor omoloage ale semnalelor U_+ și U . (cu amplitudine 1/2, pentru a obține amplitudine unitară pentru semnalul rezultat):

$$\left. \begin{aligned} C_{k+} &= \frac{1}{k\pi} \operatorname{sinc} k\pi \frac{t_C}{p} \sin k\pi d_+ \\ C_{k-} &= \frac{1}{k\pi} \operatorname{sinc} k\pi \frac{t_C}{p} \sin k\pi d_- \end{aligned} \right\} = \quad (2.4.3)$$

$$C_k = \frac{2}{k\pi} \operatorname{sinc} k\pi \frac{t_C}{p} \sin k\pi d \cos k\pi \frac{t_{SK}}{p}$$

Factorul suplimentar față de expresia spectrului semnalului trapezoidal ilustrează influența distorsionării frontului din cauza defazajului și nu depinde de diferențele de aspect redată în figura 2.4.13. Comportarea funcției \cos determină anularea armonicelor de ordin:

$$k = \frac{2n+1}{2} \frac{p}{t_{SK}}$$

și maxime locale ale înfășurătoarei spectrului pentru armonicile de ordin:

$$k = n \frac{p}{t_{SK}}$$

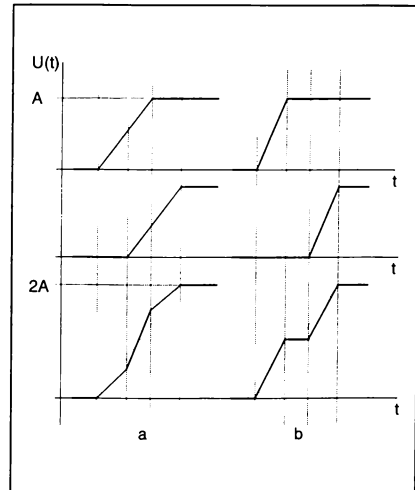


Figura 2.4.13.

În figura 2.4.14. este trasat spectrul semnalului afectat de decalaj, comparativ cu spectrele semnalelor trapezoidale având durata frontului egală cu durata semnalului studiat în caz de decalaj nul, respectiv cu durata totală a frontului considerat (reprezentat

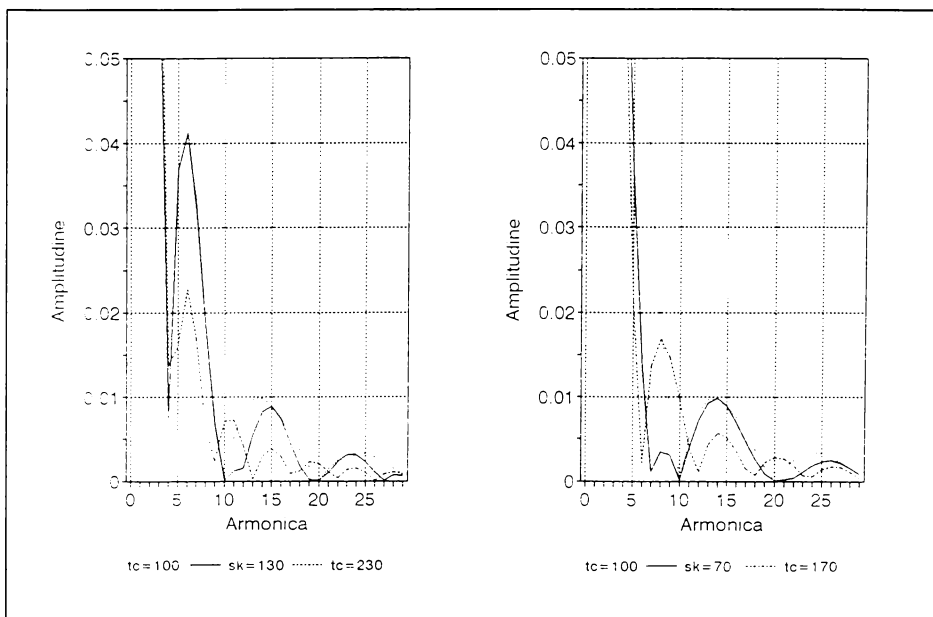


Figura 2.4.14.

punctat în figura 2.4.13.), pentru cele două cazuri ale raportului între front și defazaj (duratele sunt în ns, iar frecvența semnalului de bază este 1 MHz). Se remarcă diminuarea componentelor spectrale față de semnalul inițial prin apariția defazajului, dar distorsionarea frontului produce o “îmbogățire” a spectrului față de semnalul cu front liniar, de durată cumulată. Această ultimă observație este discutabilă pentru componentele spectrale din primul lob al spectrului inițial, valorile minimelor și maximelor locale fiind puternic influențate de raportul dintre durată și defazaj.

Aspectul general al spectrului impune concluzia că decalajul conduce la reducerea componentelor de frecvențe înalte ale spectrului semnalului, ceea ce este în avantajul compatibilității electromagnetice a circuitului. Dacă în cazul semnalelor de frecvențe înalte vehiculate în incinta echipamentelor decalajul este minimizat pentru o bună funcționare, problemele de compatibilitate electromagnetică putând fi rezolvate în alte etape ale proiectării (dispunerea componentelor, lungimea și geometria traseelor, decuplări), semnalele diferențiale de tipul celor abordate mai sus parcurg trasee sau fire de lungimi mari și de regulă impuse de dispunerea subsansamblelor, reprezentând surse potențiale de perturbații electromagnetice. În această situație, controlul decalajului reprezintă o măsură posibilă de asigurare a compatibilității electromagnetice.

2.4.4.Semnalul trapezoidal derivat

În acest paragraf voi aborda o categorie de semnale rezultate din semnalul trapezoidal prin derivare matematică. Practic, acestea se pot obține prin diafonie între o linie parcursă de semnal cvasi-dreptunghiular și o linie victimă, sau prin conversie mod diferențial - mod comun ([34]). În ambele situații fenomenul este favorizat de creșterea frecvenței, iar cuplajul se poate modela într-o primă aproximație printr-o capacitate C_p echivalentă cu capacitatea reală de regulă distribuită, astfel încât pentru o tensiune inițial $u(t)$ curentul rezutat este descris de relația:

$$i(t) = C_p \frac{d(u(t))}{dt} .$$

Considerând un semnal inițial cu perioada p , factor de umplere d , durate ale fronturilor t_{C1} , t_{C2} , alegând convenabil referința de timp și făcând abstracție de constantele fizice, semnalul rezultat strict matematic va avea forma din figura 2.4.15., fiind descris pe intervalele de tranziție de o funcție de forma:

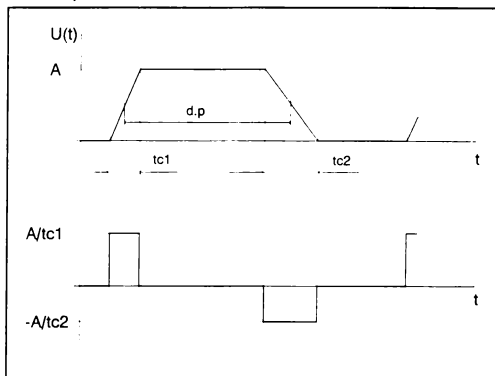


Figura 2.4.15.

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{t_{C1}} & \text{pentru } x \in \left[-\frac{t_{C1}}{2}, \frac{t_{C1}}{2} \right] \\ -\frac{1}{t_{C2}} & \text{pentru } x \in \left[d \cdot p - \frac{t_{C2}}{2}, d \cdot p + \frac{t_{C2}}{2} \right] \\ 0 & \text{în rest} \end{cases}$$

Amplitudinea armonice de ordin k este dată de expresia:

$$C_k = \frac{2}{p} \sqrt{S_1^2 + S_2^2 - 2S_1 S_2 \cos 2k\pi d} , \text{ unde } S_{1,2} = \text{sinc} k\pi \frac{t_{C1,2}}{p} .$$

Determinarea dependenței nivelului armonice de factorul de umplere și de inegalitatea fronturilor a spectrului semnalului se poate face prin analogie cu cazul semnalului trapezoidal (paragraful 2.4.1). Un studiu mai aprofundat al spectrului în cazul particular al semnalului cu fronturi egale, utilizând un alt aparat matematic, este realizat în [34], astfel încât voi prezenta doar expresia (dedusă prin metoda utilizată în acest capitol) pentru

amplitudinea armonicei semnalului derivat pentru un factor de umplere 0,5:

$$C_k = \frac{4}{k\pi} \frac{1}{t_c} \left| \sin k\pi \frac{t_c}{p} \right| |\sin k\pi d| . \quad (2.4.4)$$

Factorul constant determină amplitudinea de referința a armonicilor, invers proporțională cu durata frontului. Al doilea factor determină maximele și minimele locale (zerourile) în funcție de raportul front/perioadă. Ultimul factor determină anularea armonicilor pare.

În realitate inductivitățile parazite nu permit salturi de curent, astfel încât fronturile semnalului derivat au o comportare mai puțin abruptă, corelată și cu forma rotunjită a semnalului inițial în vecinătatea punctelor de frângere (a se vedea și paragraful 1.3.2.). Pentru o determinare analitică mai exactă a formei de variație este necesar calculul derivatei a doua, care depinde de parametrii circuitului ([34]). În condițiile în care capacitatea echivalentă de cuplaj este dominantă față de alte elemente parazite, forma este exponențială, însă am neglijat acest aspect în analiza spectrală.

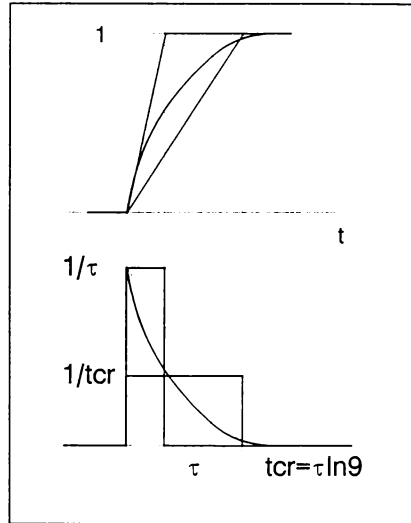


Figura 2.4.16.

Un caz mai apropiat de realitate este cel al semnalului inițial exponențial (prezentat în paragraful 2.3.3). Pornind de la un semnal inițial de amplitudine 1, factor de umplere 0,5 și constanta de timp a ambelor tranziții τ (expresia (2.3.9)), semnalul derivat este descris de o funcție de forma:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\tau} e^{-\frac{x}{\tau}} & \text{pentru } x \in [0, \frac{p}{2}) \\ -\frac{1}{\tau} e^{-\frac{x}{\tau}} & \text{pentru } x \in [\frac{p}{2}, p) \end{cases}$$

unde am presupus constanta de timp suficient de mică față de perioada semnalului pentru a nu reduce amplitudinea (semnalul oscilează între valorile teoretice extreme 0 și 1).

Forma de variație este prezentată în figura 2.4.16., unde am evidențiat punctat, pentru comparație, semnalele inițiale trapezoidale cu durata frontului

egală cu constanta de timp, respectiv cu timpul de creștere al frontului exponențial.

Spectrul semnalului derivat este format din armonici date de expresia:

$$C_k = \frac{4\tau}{p} \left(1 + e^{-\frac{p}{2\tau}}\right) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2k\pi \frac{\tau}{p}\right)^2}} \sin^2 \frac{k\pi}{2} \quad (2.4.5)$$

Ultimul factor determină anularea armonicilor pare.

În figura 2.4.17. este prezentată înfășurătoarea spectrului pentru un raport $\tau/p = 1/10$. Sunt prezentate comparativ și spectrele semnalelor trapezoidale derivate cu valorile menționate anterior pentru parametrii caracteristici.

Un alt caz este cel al semnalului cu fronturi distorsionate de defazaj (prezentat în paragraful 2.4.3). Teoretic, prin derivare, se obțin impulsuri având una din formele de undă redată în figura 2.4.18.

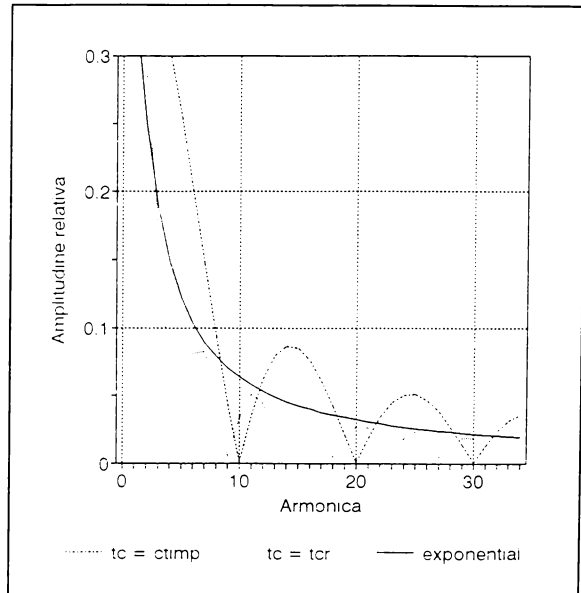


Figura 2.4.17.

Valorile uzuale ale duratelor fronturilor și ale timpilor de defazaj și caracteristicile neideale ale circuitelor nu permit producerea practică a acestei forme de undă, astfel încât analiza spectrală este doar o dezvoltare cu scop teoretic a problemei abordate în acest paragraf. Nivelul componentelor spectrale (armonicile impare) se determină cu expresia:

$$C_k = \frac{8}{k\pi} \frac{1}{t_C + t_{SK}} \left| \sin k\pi \frac{t_C}{p} \right| \left| \cos k\pi \frac{t_{SK}}{p} \right| \quad (2.4.6)$$

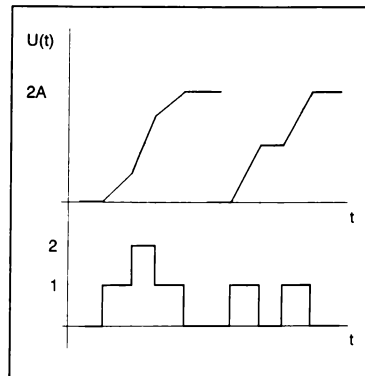


Figura 2.4.18.

Pentru a evidenția efectul defazajului asupra spectrului, expresia de calcul a armonicilor poate fi transpusă sub formă relativă la amplitudinea componentei spectrale a semnalului obținut din același semnal diferențial inițial, dar fără defazaj:

$$\frac{C_k}{C_{k(SK=0)}} = \frac{t_C}{t_C + t_{SK}} \left| \cos k \pi \frac{t_{SK}}{p} \right|$$

raport evident subunitar și tinzând spre 1 cu scăderea defazajului.

Pentru ilustrare, în figura 2.4.19. am trasat spectrele semnalelor derivate ale semnalului afectat de decalaj, ale semnalului trapezoidal cu frontul aproximativ liniar al acestuia, respectiv cu frontul nefectat de defazaj.

Se remarcă, și în cazul semnalului derivat, scăderea amplitudinii componentelor spectrale prin apariția defazajului.

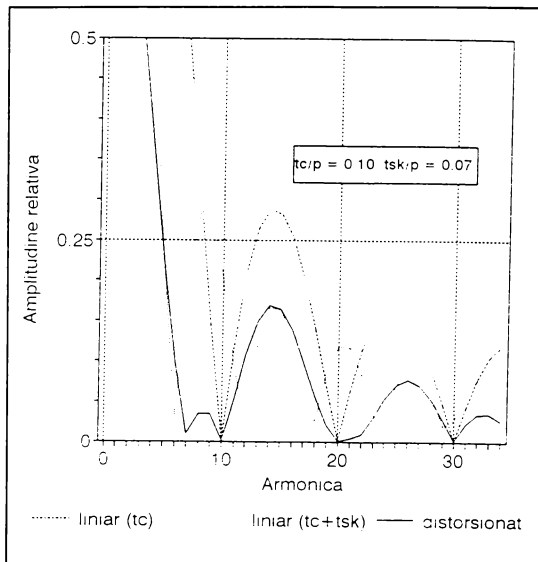


Figura 2.4.19.

2.5.Determinări experimentale și concluzii

Rezultatele prezentate în acest capitol au fost obținute de către autor prin calcul exact, deci este de așteptat ca determinările experimentale să fie conforme, presupunând că se respectă premisele modelului matematic al semnalelor. În cazul circuitelor reale, semnalele prezintă deformări față de forma de undă corespunzătoare ecuațiilor de definiție, care pentru semnalele de tip logic se manifestă în special în intervalele de tranziție între stările stabile. De asemenea, semnalele reale și condițiile de propagare se caracterizează printr-un nivel de instabilitate a parametrilor, ceea ce poate influența precizia măsurărilor.

Pentru confirmarea experimentală a rezultatelor obținute pe parcursul capitolului privind influența duratei fronturilor asupra spectrului am utilizat un generator de impulsuri PHILIPS PM 5771 și un analizor de spectru Hewlett Packard.

În figura 2.5.1. sunt prezentate comparativ valorile amplitudinilor armonicilor raportate la amplitudinea armonicilor fundamentale ale semnalului

trapezoidal periodic, calculate cu expresia (2.3.2) și măsurate, în trei situații:

- fronturi ideale ($t_{c1} = t_{c2} = 0$) și factor de umplere $d = 0.5$;
- fronturi egale ($t_c/p = 0.1$) și $d = 0.5$;
- fronturi inegale ($t_{c1}/p = 0.1$; $t_{c2}/p = 0.2$) și factorul de umplere stabilit corespunzător atingerii valorii maxime a amplitudinii fiecărei armonici.

Prima observație este apropierea foarte mare a curbelor teoretică și experimentală în fiecare situație în domeniul primelor armonici. Armonica fundamentală nu este reprezentată din motive de scalare, dar cvasiidentitatea valorilor lor calculate pentru cele trei situații se confirmă prin măsurare. Diferențele mai însemnate între calcul și măsurare în domeniul armonicilor superioare se datorează în primul rând impreciziei stabilirii parametrilor semnalului și incertitudinii de măsurare.

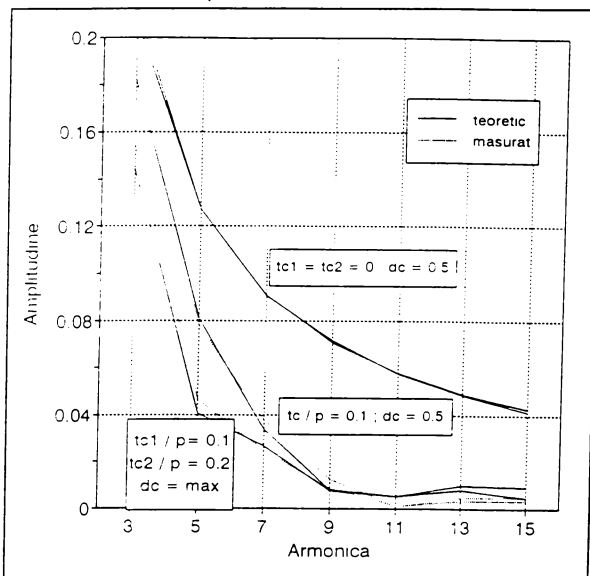


Figura 2.5.1.

De asemenea, se remarcă tendința de anulare a amplitudinii în vecinătatea armonicii a 10-a, corespunzătoare raportului dintre durata frontului și perioada semnalului (1/10).

A doua observație ce se impune în urma măsurărilor este referitoare la sensibilitatea considerabilă a valorilor individuale ale amplitudinilor la variația factorului de umplere. Pentru primele două situații, menținerea factorului de umplere la valoarea 0.5 a determinat anularea practică a armonicilor pare din spectru. În al treilea caz, variația factorului de umplere a determinat amplitudini semnificative ale armonicilor pare, dar în limita înfășurătoarei stabilite teoretic și trasate în figura 2.5.1.

Al doilea tip de semnale supus comparației teoretic - experimental este cel exponențial, datorită comportării sale relativ diferite față de semnalul trapezoidal. Experimental am obținut semnalul prin aplicarea semnalului dreptunghiular unui circuit RC, pentru două valori ale constantei de timp. În figura 2.5.2. sunt trasate înfășurătoarele spectrelor (armonicile impare) teoretic cu expresia (2.3.9) și experimental (punctat) pentru $\tau/p = 0.005$, respectiv $\tau/p = 0.038$. Constanta de timp este calculată pe baza valorilor măsurate ale componentelor R și C utilizate. Diferența sistematică între cele

două curbe se datorează neluării în calcul a impedanțelor celorlalte elemente din circuitul de măsură.

Valoarea mică a constantei de timp duce la apropierea spectrului de cel al semnalului dreptunghiular ideal. Pentru valoarea mare a constantei de timp atenuarea este substanțială, dar aspectul semnalului este aproximativ triunghiular, la limita scăderii amplitudinii vârf-la-vârf față de cea a semnalului inițial.

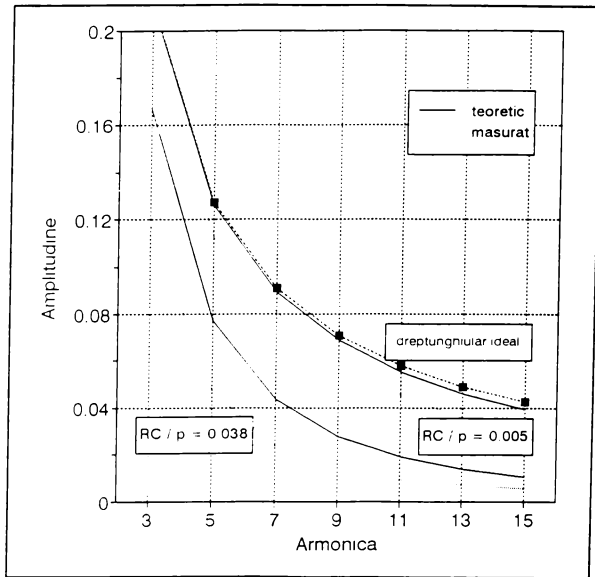


Figura 2.5.2.

Rezultatele stabilite analitic în acest capitol, parte dintre ele confirmate experimental, impun ca și concluzie principală dependența spectrului semnalului cvasidreptunghiular de geometria acestuia. Adaptarea geometriei semnalului trebuie să realizeze compromisul tehnic între asigurarea performanțelor dinamice ale circuitului și respectarea normelor de emisie electromagnetică.

Principalul factor de influență este durata fronturilor, astfel încât controlul acestui parametru reprezintă una dintre metodele recomandate pentru menținerea nivelului componentelor spectrale în limitele admise.

Atenuarea armonicelor unui semnal cvasidreptunghiular față de cele ale semnalului dreptunghiular ideal, pe baza relațiilor (2.3.1) și (2.3.2) este:

$$A_{k, \text{trapez}} [dB] = -10 \log \frac{S_1^2 + S_2^2 - 2S_1 S_2 \cos 2k\pi d}{4}$$

iar pentru un factor de umplere 0.5 și fronturi egale, este redată - doar pentru armonicile impare - în curbele din figura 2.5.3., trasate pentru trei valori ale raportului dintre durata frontului și perioada de repetiție. Creșterea valorii acestui raport duce - global - la creșterea atenuării. Extremele locale ale curbei se înregistrează pentru armonicile de ordin egal cu multiplii ai inversului raportului menționat.

Rezultatele de referință în determinarea spectrelor și stabilirea performanțelor de atenuare au fost cele obținute pentru fronturi liniare (semnal trapezoidal). Pentru comparație, pe aceeași figură sunt trasate punctat curbele de atenuare pentru semnale exponențiale cu factorul de

umplere 0.5. Atenuarea se calculează pe baza relației (2.4.9) cu expresia:

$$A_{k,exponential} [dB] = 10 \log \left[1 + \left(2k\pi \frac{\tau}{p} \right)^2 \right].$$

Reprezentarea grafică este pentru două valori ale raportului dintre constanta de timp și perioada semnalului. La creșterea valorii acestui raport atenuarea crește, dar în detrimentul amplitudinii și formeii semnalului, ceea ce poate periclita funcționarea circuitului. Modificarea formeii fronturilor influențează într-o oarecare măsură spectrul de frecvență, de regulă acționând asupra amplitudinii armonicelor din domenii limitate de frecvență, aspectul general al spectrului fiind determinat în special de durata fronturilor. Din punct de vedere al compoziției spectrale și făcând abstracție de necesitatea eliminării unor frecvențe critice (posibilitate de rezonanță), forma de variație a semnalului fronturile se poate considera cu suficientă aproximație ca fiind liniară.

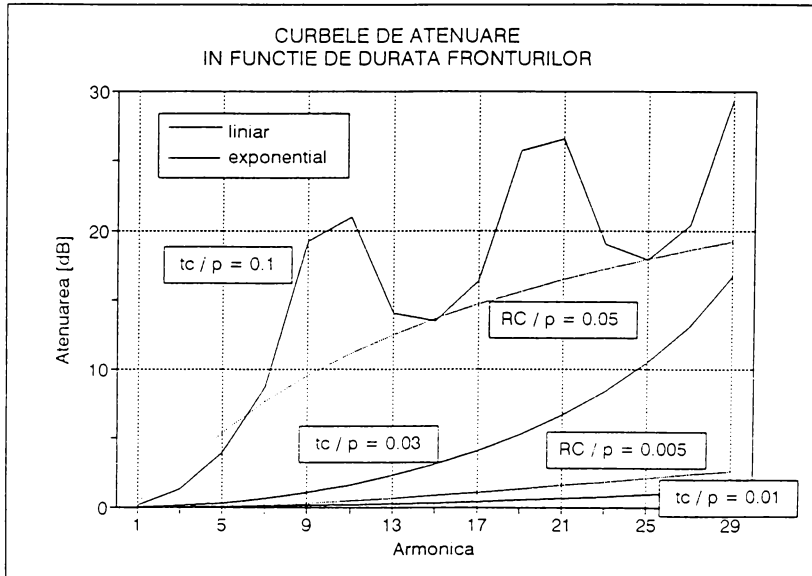


Figura 2.5.3.

Deoarece în general posibilitatea de control al duratei fronturilor este limitată, pe de o parte, de caracteristicile tehnologice ale componentelor și elementelor de circuit utilizate sau de restricții de ordin dinamic impuse de buna funcționare a echipamentului, iar pe de altă parte de aspectele tehnice și economice ale introducerii unor componente suplimentare, se impune dezvoltarea unor metode alternative de ameliorare a spectrului semnalelor din punct de vedere al compatibilității electromagnetice.

CAPITOLUL 3

AMELIORAREA SPECTRULUI SEMNALULUI DREPTUNGHILAR

Capitolul anterior a fost dedicat studiului spectrului semnalului dreptunghiular (logic) pornind de la forma sa, într-o modelare cât mai apropiată de realitate, evidențiind aspectele geometrice ale impulsurilor, în special comportarea pe durata tranzițiilor. Aceste elemente devin greu de controlat pe măsura creșterii frecvenței semnalelor și, implicit, a efectului impedențelor parazite. Duratele fronturilor devin comparabile cu cele ale palierului, iar prelungirea lor poate deteriora semnalul propriu-zis. Armonicele inferioare, de amplitudine mare, ajung în domenii de frecvență „periculoase” din punct de vedere al compatibilității electromagnetice. În plus, modificarea formei geometrice presupune plasarea unui număr suficient de componente suplimentare (filtre), dispuse în toate nodurile critice ale circuitului. În aceste condiții, ameliorarea compoziției spectrale se poate realiza nu atât prin acțiunea asupra impulsului singular, ci asupra trenului de impulsuri înainte de distribuirea sa pe aria circuitului.

Din punct de vedere determinist, aceasta ar însemna acțiune asupra cauzei (semnalul inițial de frecvență înaltă), nu asupra mediului (trasee, porți) sau a efectului (semnale derivate, radiație).

O soluție preluată din transmiterea informației este modulația impulsurilor, cu mențiunea că obiectivele și rolurile perechii purtătoare-modulatoare sunt inversate. În transmisia de date informația este conținută de semnalul modulator, iar spectrul rezultat este de dorit cât mai îngust pentru economia transmisiei. În cazul de față, semnalul util este chiar purtătoarea, astfel încât o voi denumi semnal inițial sau nemodulat.

În capitolul de față mă voi referi la modulația trenului de impulsuri (semnal util - de exemplu, semnalul de ceas într-un sistem numeric, [24]) cu un semnal transparent pentru utilizator dar care să asigure un spectru de frecvențe convenabil. Din acest punct de vedere, un avantaj al principiului constă în faptul că semnalul modulator nu are valoare informațională, deci nu se impun măsuri de asigurare a reconstituirii lui la recepție. Prima observație care trebuie subliniată este că prin modulație spectrul se îmbogățește în componente, dar, deoarece energia semnalelor se păstrează aproximativ constantă, componentele inițiale își reduc amplitudinea (efect de „turtire” a spectrului). O metodă asemănătoare de „împrăștiere” a spectrului a fost aplicată în transmisia de date în scopul îmbunătățirii securității informației ([33]).

Intenția autorului este de a determina diferite tipuri de semnale modulatoare, cu formă de variație care să asigure menținerea într-o măsură cât mai mare a parametrilor semnalului inițial în paralel cu o ameliorare a spectrului rezultat. Rezultatele prezentate ([40], [55], [57]) au fost obținute de autor prin simulare numerică pe calculator și verificate experimental.

3.1.Modulația impulsurilor cu semnal continuu

3.1.1.Determinarea spectrului trenurilor de impulsuri

Problema modulației impulsurilor este tratată în lucrările de transmitere a informației ([39], [60]). Nu este în intenția autorului reluarea raționamentelor matematice pentru determinarea expresiilor analitice ale spectrului de frecvență a acestei clase de semnale, cu atât mai mult cu cât semnalele abordate în acest capitol se pretează la calcul numeric. De asemenea, pentru a separa efectul modulației de al altor factori, voi face abstracție de rezultatele stabilite în capitolul 2, referitoare la forma fronturilor, și voi considera tranzițiile ideale, deci impulsuri dreptunghiulare.

În aceste condiții, un semnal $f(t)$, de tip tren de impulsuri modulată cu un semnal de frecvență f_m (figura 3.1.1.), poate fi asimilat pe o perioadă de repetiție a semnalului modulator $p_m = 1/f_m$ cu șirul momentelor tranzițiilor ordonat crescător, reprezentat ca o matrice liniară Z (pe care am numit-o *matricea zerourilor*) de dimensiunea $2N$, $N = p / p_m$, de forma:

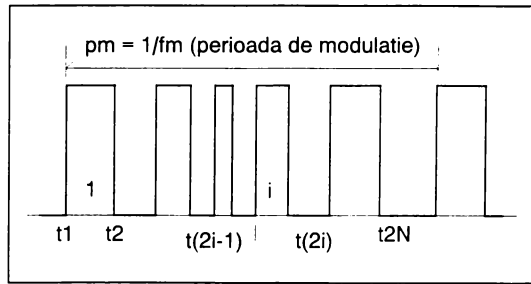


Figura 3.1.1.

$$Z(f(t)) = [t_1, t_2, \dots, t_{2N}] \tag{3.1.1}$$

în care am presupus $t_1 \geq 0$ și $t_{2N} < p_m$.

Frecvența de repetiție a semnalului modulată este cea a semnalului modulator, astfel încât determinarea coeficienților Fourier se realizează prin integrare pe o perioadă p_m . Valorile posibile ale semnalului fiind 0 și 1, coeficienții Fourier, respectiv amplitudinile fizice ale componentelor spectrale de ordin k se calculează cu expresiile:

$$A_k = \frac{2}{p_m} \sum_{i=1}^N \int_{t_{2i-1}}^{t_{2i}} \cos \frac{2k\pi}{p_m} t dt ; \quad B_k = \frac{2}{p_m} \sum_{i=1}^N \int_{t_{2i-1}}^{t_{2i}} \sin \frac{2k\pi}{p_m} t dt$$

care devin:

$$\begin{aligned} A_k &= \frac{1}{k\pi} \sum_{i=1}^N (-1)^i \sin 2k\pi f_m t_i \\ B_k &= \frac{1}{k\pi} \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos 2k\pi f_m t_i ; \quad t_i \in Z(f(t)) \\ C_k &= \sqrt{A_k^2 + B_k^2} \end{aligned} \tag{3.1.2}$$

Determinarea spectrului se reduce astfel la determinarea matricii zerourilor (3.1.1) rezultate prin modulație.

3.1.2. Modulația impulsurilor în frecvență

În [24] se adoptă soluția generării trenului de impulsuri modulată în frecvență (MIF), respectiv a matricii zerourilor, prin detectarea trecerilor prin zero a unei purtătoare sinusoidale $s(t)$ de frecvență f_c modulate cu un semnal $m(t)$, periodic, centrat pe 0, de formă determinată, de perioadă p_m :

$$s(t) = \sin 2\pi f_c t ; \quad m(t) = m(t - p_m) . \quad (3.1.3)$$

Presupunând amplitudinile celor două semnale unitare, frecvența instantanee a semnalului rezultat este:

$$f_i(t) = f_c + \Delta f \cdot m(t) = f_c (1 + \delta \cdot m(t))$$

unde am evidențiat deviația maximă de frecvență, absolută (Δf) respectiv relativă ($\delta = \Delta f / f_c$), iar faza se calculează cu:

$$\Theta(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} 2\pi f_i(t) dt .$$

Trenul de impulsuri modulată $f(t)$ se determină:

$$f(t) = \begin{cases} 1 & \text{pentru } \sin\Theta(t) \geq 0 \\ 0 & \text{pentru } \sin\Theta(t) < 0 \end{cases}$$

Modulația numerică presupune stabilirea, în funcție de nivelul momentan al semnalului modulator, a valorii locale a unui parametru pe o perioadă elementară a semnalului inițial (nemodulat). În cazul modulației în frecvență, prin analogie cu modulația impulsurilor în durată și în poziție, semnalul modulator se poate cuantiza, memorând valoarea corespunzătoare fiecărei tranziții de un anumit sens (LOW→HIGH) ale purtătoarei și considerând-o constantă pe intervalul cuprins între două tranziții succesive în sensul respectiv ale purtătoarei (perioada elementară), astfel încât elementele matricii zerourilor se determină recursiv:

$$t_1 = 0 ; \quad t_{2i} = t_{2i-1} + \frac{1}{2f_i(t_{2i-1})} ; \quad t_{2i+1} = t_{2i} + \frac{1}{2f_i(t_{2i-1})}$$

unde $f_i(t)$ este frecvența instantanee la momentul t . Palierale LOW și HIGH ale impulsului pe o perioadă elementară sunt egale, ceea ce este convenabil din punct de vedere al menținerii valorii factorului de umplere (0,5).

Pentru a se apropia mai mult de modulația teoretică, cuantizarea sem-

nalului modulator se poate realiza mai fin, astfel încât frecvența instantanee se determină la momentul fiecărei tranziții, indiferent de sens. Altfel spus, valoarea semnalului modulator în momentul fiecărei tranziții determină durata palierului (LOW sau HIGH) care urmează. Zerourile se calculează:

$$t_1 = 0 ; t_i = t_{i-1} + \frac{1}{2f_i(t_{i-1})} .$$

Simulările efectuate au arătat că pentru o frecvență modulatorie suficient de mică față de cea a semnalului inițial, spectrul rezultat nu este sensibil diferit în cele două situații.

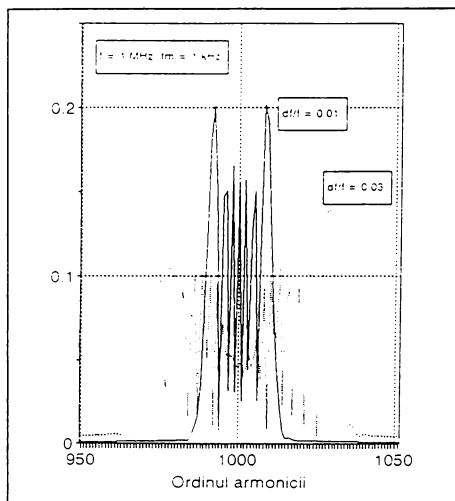


Figura 3.1.2.

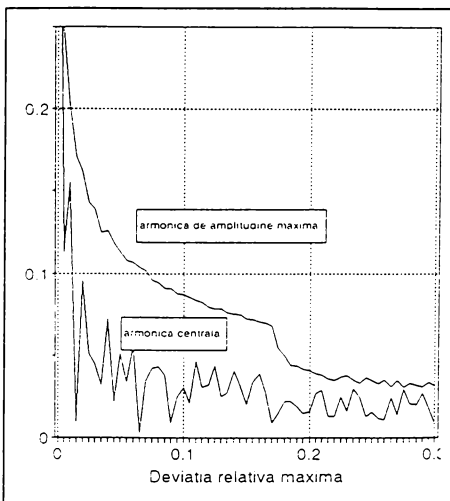


Figura 3.1.3.

Utilizând un semnal modulator sinusoidal $m_s(t) = \sin 2\pi f_m t$, de frecvență f_m , care modulează un tren de impulsuri dreptunghiulare de frecvență f_c și factor de umplere 0,5, am determinat spectrul semnalului pe baza expresiilor (3.1.1) și (3.1.2); spectrul este reprezentat, pentru două valori ale deviației relative de frecvență, pe un domeniu situat în vecinătatea frecvenței f_c , în figura 3.1.2. Forma de clopot se repetă în vecinătatea fiecărei armonici (impare) a semnalului inițial. Din motive de scalare nu am reprezentat spectrul semnalului nemodulat, amplitudinea armonicii fundamentale fiind $2/\pi \approx 0.63$. Se pot remarca următoarele aspecte:

- armonicile de amplitudine semnificativă sunt inferioare armonicii fundamentale a semnalului inițial („turtirea” spectrului) și sunt situate în imediata vecinătate a acesteia, pe o bandă de lățime dependentă de deviația relativă („împrăștierea” spectrului);

- gradul de „dantelare” a palierului superior al clopotului depinde de frecvența semnalului modulator, manifestându-se prin numărul de armonici cuprinse în clopot;
- armonicile din extremitățile clopotului au amplitudine maximă, atenuarea frecvenței centrale față de cele laterale depinzând de parametrii modulației și putând depăși 30 dB. În figura 3.1.3. sunt reprezentate variația amplitudinilor armonicii laterale maxime și a celei centrale în funcție de deviația relativă de frecvență.

Acestă din urmă observație își găsește o explicație în forma semnalului modulator. Preponderența în spectru a frecvențelor extreme raportată la frecvența centrală, depărtate de frecvența centrală este cauzată de faptul că viteza de variație (prima derivată) a semnalului modulator este redusă în vecinătatea punctelor de extrem (± 1) (frecvența „stă” mai mult timp în zona valorilor extreme), în timp ce viteza de variație în punctele de 0 este maximă. Reducerea acestui efect și aplatizarea clopotului se pot realiza prin modificarea corespunzătoare a formei de undă a semnalului modulator pentru creșterea vitezei de variație spre valorile de extrem, însă o valoare prea mare modifică echilibrul în sens invers, determinând creșterea amplitudinii componente centrale spre valoarea corespunzătoare semnalului nemodulat.

Pentru o comparație realistă cu cazul semnalului sinusoidal, am impus semnalului modulator următoarele condiții de normare, care să asigure coincidența extremelor și zerourilor:

- perioadă de repetiție p_m ;
- amplitudine unitară;
- comportare simetrică pe semiperioade și sferturi de perioadă, adică:

$$m(t) = m(t - p_m) ; m(t) = \begin{cases} m\left(\frac{p_m}{2} - t\right) & \text{pentru } t \in \left[\frac{p_m}{4}, \frac{p_m}{2}\right) \\ -m\left(t - \frac{p_m}{2}\right) & \text{pentru } t \in \left[\frac{p_m}{4}, p_m\right) \end{cases} \quad (3.1.4)$$

O primă soluție adoptată este modulația cu un semnal triunghiular (variație liniară, derivată constantă pe intervale), descris analitic printr-o relație concentrată de forma:

$$m_1(t) = \left| 2 - \left| \frac{4}{p_m} t - 1 \right| \right| - 1 \quad (3.1.5)$$

Spectrul rezultat este trasat în figura 3.1.4. Se remarcă tendința de apropiere între valorile maximelor locale ale spectrului (corespunzând inclusiv armonicilor centrală și extreme ale clopotului).

Viteza în vecinătatea punctului de extrem este:

$$\left. \frac{d}{dt}(m_l(t)) \right|_{t = \frac{p_m}{4}} = \frac{4}{p_m} > 0$$

evident mai mare ca în cazul funcției modulatorie sinusoidale.

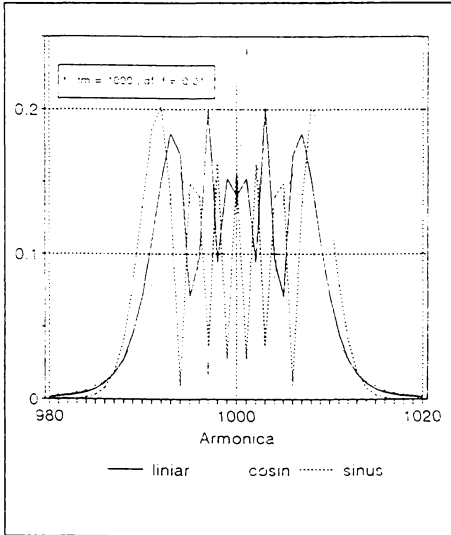


Figura 3.1.4.

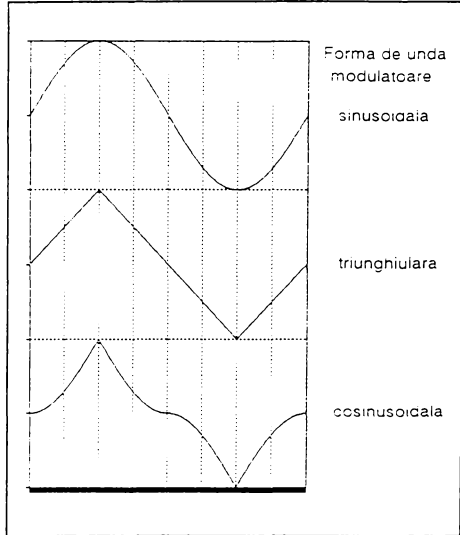


Figura 3.1.5.

În scopul aplatizării suplimentare a clopotului am sintetizat un semnal care să asigure o viteză mai mare de variație în vecinătatea extremelor și mai mică la trecerea prin zero. Calitativ, în figura 3.1.5. se prezintă o astfel de formă de undă, comparativ cu cele sinusoidală și triunghiulară.

Pentru stabilirea expresiei analitice a acestor semnale am pornit de la câteva funcții elementare cu intervale de variație de formă convenabilă. În continuare voi prezenta aceste semnale descrise

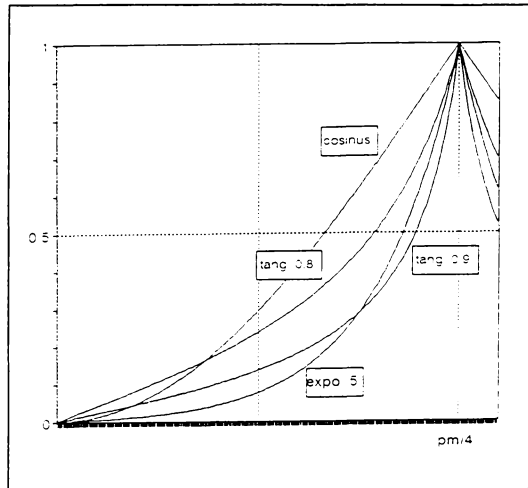


Figura 3.1.6.

matematic și reprezentate comparativ în figura 3.1.6. pe primul sfert de perioadă, în rest comportându-se conform relațiilor (3.1.3).

a) *Funcția cosinus.* Forma de variație se obține grafic ca și simetricul graficului sinusoidal față de cel triunghiular (liniar). Expresia matematică pe intervalul $[0, p_m/4]$ este:

$$m_c(t) = 1 - \cos 2\pi f_m t \quad (3.1.6)$$

iar spectrul rezultat este cel din figura 3.1.4. (trasat comparativ cu cele anterioare). Deși armonicile laterale sunt sensibil diminuate, spectrul astfel obținut este mai puțin convenabil decât cel corespunzător semnalului triunghiular din cauza apariției armonicilor interioare de amplitudine mai mare decât centrala și extremele.

b) *Funcția tangentă.* Forma de variație se obține ca segmentul de grafic al funcției $A \cdot \text{tg}(x)$ cuprins între 0 și unghiul $x_M < \pi/2$, corespunzător momentului $p_m/4$,

Constanta de proporționalitate A se determină prin aplicarea condițiilor inițiale de normare:

$$A = \frac{1}{\text{tg}(x_M)}$$

Utilizând notațiile:

$$x = \frac{4x_M}{p_m} t ;$$

$$\alpha = \frac{x_M}{\pi/2} \text{ cu } \alpha \in (0, 1)$$

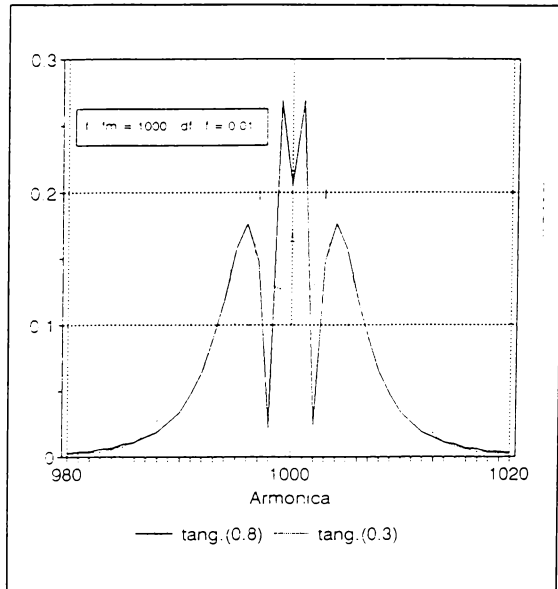


Figura 3.1.7.

se obține expresia semnalului modulator ca:

$$m_{t,\alpha}(t) = \frac{1}{\text{tg } \alpha \frac{\pi}{2}} \text{tg } \alpha \frac{2\pi}{p_m} t \quad (3.1.7)$$

unde parametrul α determină aspectul semnalului, respectiv al spectrului.

Prin derivare se obține viteza de variație în vecinătatea punctului de extrem de forma:

$$\left. \frac{d}{dt} (m_{t,\alpha}(t)) \right|_{t=\frac{p_m}{4}} = \frac{4}{p_m} \frac{\alpha \pi}{\sin \alpha \pi} > \frac{4}{p_m}$$

deci o valoare mai mare ca în cazul semnalului triunghiular. Pentru valori mici ale lui α funcția se apropie de aspectul liniar, iar pentru valori apropiate de 1 extremele se apropie iar armonica centrală crește spre nivelul armonicii fundamentale a semnalului nemodulat. În figura 3.1.7. se prezintă spectrele pentru două valori ale parametrului α .

c) *Funcția exponențială.* Forma de variație se obține ca segment al graficului funcției exponențiale scrise într-o formă convenabilă care să respecte condițiile de normare:

$$m_{e,\alpha}(t) = \frac{1}{e^\alpha - 1} \left(e^{\alpha \frac{4}{p_m} t} - 1 \right) \quad (3.1.8)$$

unde α este un parametru de formă a semnalului.

Viteza de variație în vecinătatea punctului de extrem este:

$$\left. \frac{d}{dt} (m_{e,\alpha}(t)) \right|_{t=\frac{p_m}{4}} = \alpha \frac{4}{p_m}$$

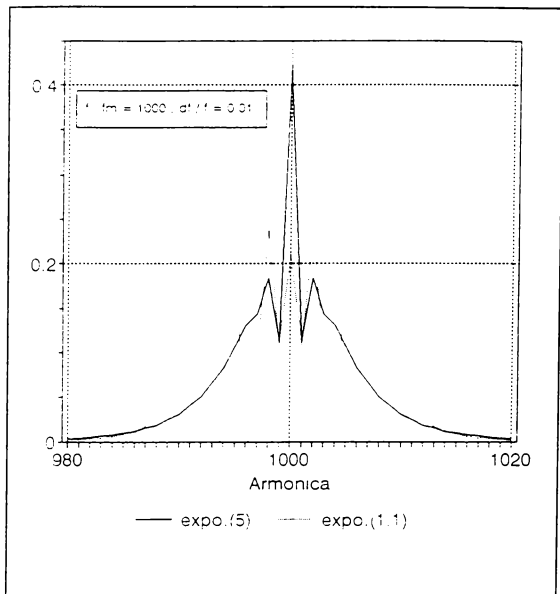


Figura 3.1.8.

deci crește cu valoarea lui α .

Prin creșterea lui α semnalul exponențial devine foarte abrupt, viteza mare de variație pe extreme implică concentrarea energiei în vecinătatea frecvenței centrale, spectrul tinzând spre aspectul spectrului semnalului nemodulat.

În cazurile anterioare există posibilitatea ajustării vitezei de variație astfel încât să se obțină un echilibru între armonicile centrală și extreme și să aplatizeze palierul superior al clopotului. În încercarea de a găsi un semnal modulator care să amelioreze suplimentar spectrul, am renunțat la condiția simetriei segmentelor ascendent și descendent ale graficului; din numărul mare de combinații realizabile pe cale analitică între funcțiile anterioare de semnale, am ales:

d) *Funcția sinus-cosinus.* Ramurile crescătoare variază cu funcția $\sin(x)$, iar cele descrescătoare cu $\cos(x)$. În figura 3.1.9. este reprezentată grafic forma de undă a semnalului modulator. Analitic, pe prima jumătate de perioadă, funcția este descrisă de:

$$m_a(t) = \begin{cases} \sin 2\pi f_m t & pt \ t \leq \frac{p_m}{4} \\ 1 - \cos 2\pi f_m t & pt \ t > \frac{p_m}{4} \end{cases} \quad (3.1.9)$$

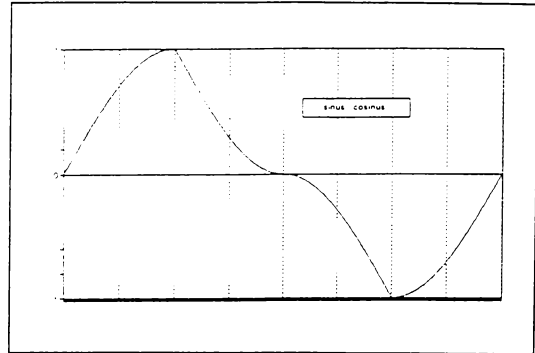


Figura 3.1.9.

Spectrul semnalului modulat, comparativ cu cel al semnalului modulat cu semnal sinusoidal, cu aceiași parametri de modulație, este trasat în figura 3.1.10. Deși amplitudinea maximă din clopot nu scade semnificativ față de semnalul de referință, există o tendință de aplatizare a palierului.

În [24] se prezintă o soluție în acest sens, cu o formă de undă dedusă empiric, finalizată prin proiectarea unui circuit integrat specializat pentru generarea semnalului de ceas de spectru larg (*SSCG - Spread Spectrum Clock Generation*).

Teoretic se pot obține rezultate mai bune în ameliorarea spectrului prin modulație în frecvență, dar modificările puțin semnificative în atenuarea componentelor spectrale, nu justifică în mod necesar efortul de a sintetiza practic, convenabil, o formă de undă modulatorie mai complicată.

În continuare voi păstra modulația impulsurilor în frecvență cu semnal modulator sinusoidal ca element de referință. Atenuarea realizată prin acest procedeu față de semnalul nemonulat, calculată pentru armonica maximă din clopot variază (crescător) între 7 și 15 dB pentru primele 10 armonici semnificative (cu parametrii: $f/f_m = 100$ și $\delta = 0.01$).

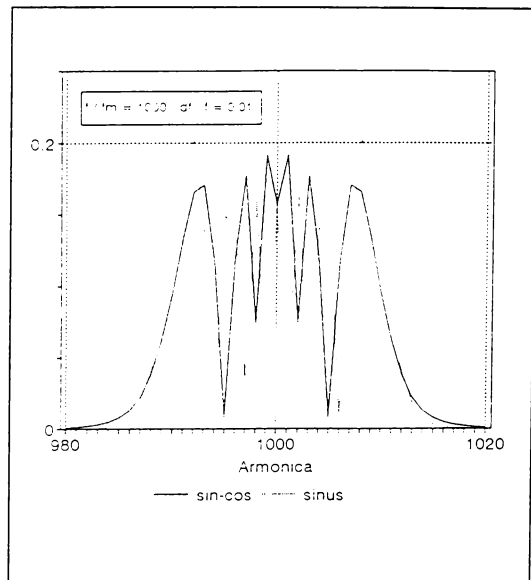


Figura 3.1.10.

3.1.3. Modulația impulsurilor în durată

Modulația trenului de impulsuri dreptunghiulare în durată (MID) este utilizată ca metodă de transmitere a informației, prezentând avantajele realizării tehnice și a demodulării mai facile. Principiul este variația duratei palierului (pozitiv) a impulsurilor păstrând perioada de repetiție constantă și este ilustrat în figura 3.1.11. Studiul matematic al modulației în durată cu semnal sinusoidal, respectiv expresia analitică a spectrului semnalului modulat sunt prezente în literatura de tehnică a transmiției informației ([60]) și nu este în intenția autorului reluarea acestora în paragraful de față.

Deviația instantanee de durată Δd este proporțională cu valoarea funcției modulatorie $m(t)$ la momentul $t=0$, adică la începutul perioadei, și nu depășește o valoare Δd_{MAX} , impusă de asigurarea unei durate minime a impulsului și a unei distanțe minime între frontul descendent și frontul ascendent al impulsului următor:

$$\Delta d(t) = \Delta d_{MAX} \cdot m(t)$$

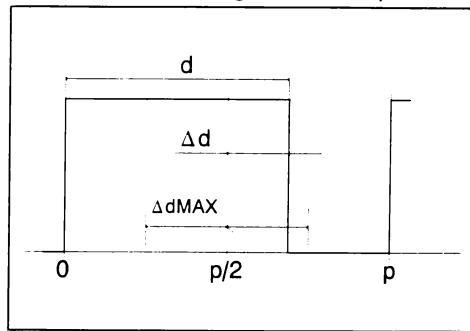


Figura 3.1.11.

Din considerente de simetrie și păstrând notațiile și parametrii trenului de impulsuri de la modulația în frecvență, am impus pentru determinările din acest paragraf cele două restricții identice $\Delta d_{MAX} = p/4$.

În vederea determinării componentelor spectrale, elementele matricii zerourilor (relația 3.1.1) se calculează recursiv:

$$t_{2i-1} = (i-1) \cdot p ; t_{2i} = t_{2i-1} + \frac{p}{2} + \Delta d_{MAX} m(t_{2i-1}) \quad (3.1.10)$$

unde $i = 1..N$ și p este perioada elementară.

Prin simulare numerică am determinat spectrul semnalului modulat în durată cu tipurile de semnale periodice prezentate în paragraful 3.1.2. În figura 3.1.12. sunt trasate comparativ spectrele în vecinătatea primei armonici a semnalului nemonulat, pentru impulsurile modulate cu semnal sinusoidal, respectiv exponențial (expresia (3.1.8), cu $\alpha = 5$). Pentru celelalte forme de undă aspectul spectrului este asemănător și se caracterizează prin armonica centrală de amplitudine relativ mare (0.5-0.6, a se vedea și figura 3.1.17.) și un număr redus de armonici laterale de valoare semnificativă, plasate simetric pentru semnal modulator simetric pe verticală. Datorită diferențelor nesemnificative între aspectele spectrelor astfel calculate am considerat neconcludentă reprezentarea tuturor cazurilor.

La frecvențe mai înalte, spectrul se comportă similar în vecinătatea

multiplilor frecvenței fundamentale semnalului nemodulat, cu o armonică centrală de amplitudine mare și două benzi laterale cvasi-simetrice a căror lățime crește cu ordinul armonicii centrale. Modulația în durată asigură atenuări până la 10 dB pentru primele 10 armonici semnificative impare ale semnalului nemodulat (a se vedea figura 3.1.19), dar o particularitate deosebită a acestui tip de modulație este introducerea de armonici de valoare relativ mare și în dreptul armonicelor pare, teoretic nule, ale semnalului nemodulat. Aspectul spectrului într-un domeniu mai largă este prezentat în figura 3.1.13.

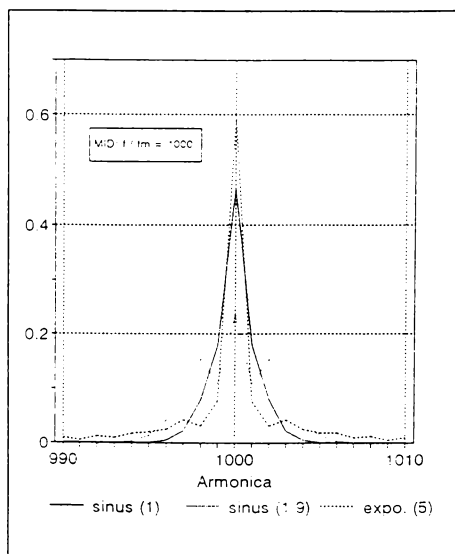


Figura 3.1.12.

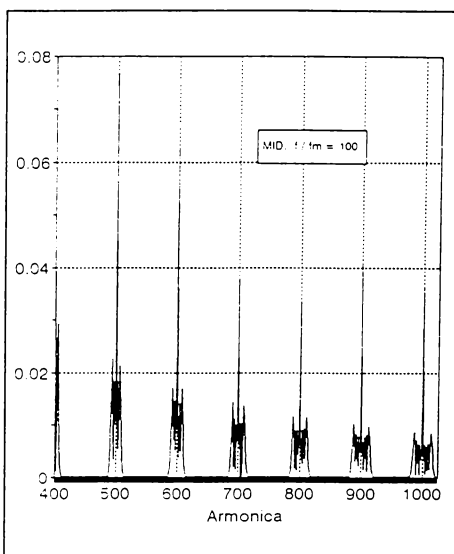


Figura 3.1.13.

În figura 3.1.12 am reprezentat punctat și spectrul semnalului modulat cu semnal sinusoidal cu deviația maximă $\Delta d_{MAX} = 1.9 \times p/4$, aproape de limita posibilă teoretic (durata impulsului variind între 2,5 și 97,5% din perioada elementară). Un calcul pe domeniu mai larg al deviației maxime conduce la o variație a amplitudinii frecvenței centrale în funcție de deviația maximă de forma celei din figura 3.1.18. Este evident avantajul creșterii deviației în atenuarea frecvenței centrale față de valoarea obținută pentru deviație nulă, adică semnal nemodulat, dar buna funcționare a sistemului impune limitarea valorii acestui parametru.

3.1.4. Modulația impulsurilor în poziție

Modulația trenului de impulsuri dreptunghiulare în poziție (MIP) este de asemenea utilizată ca metodă de transmitere a informației, prezentând avantajul perioadei elementare și al duratei constante, ceea ce implică putere constantă de emisie. Principiul modulației este variația momentului tranziției LOW-HIGH a impulsurilor față de frontul declanșator al semnalului de sincronizare, adică față de originea timpului pentru o perioadă elementară și este ilustrat în figura 3.1.14. Nici în acest caz nu se intenționează prezentarea matematică a modulației în durată, respectiv expresia analitică a spectrului semnalului modulat, abordate pe larg pentru semnal modulator sinusoidal în literatură ([60]).

Deviația instantanee de poziție Δp este proporțională cu valoarea funcției modulatorie $m(t)$ la momentul $t=0$, adică la începutul perioadei elementare, și nu depășește o valoare Δp_{MAX} , (impusă de considerente similare cu cazul modulației în durată, asigurarea a unei distanțe minime între frontul descendent și frontul ascendent al impulsului următor):

$$\Delta p(t) = \Delta p_{MAX} \cdot m(t)$$

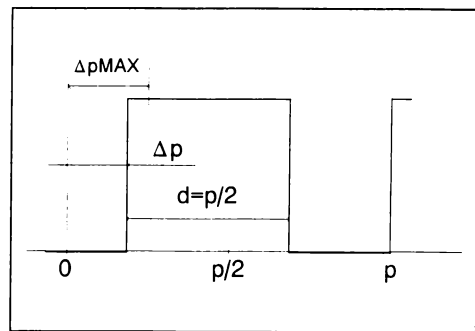


Figura 3.1.14.

Mentținând motivările și notațiile de la modulația impulsurilor în durată, am impus și pentru determinările din acest paragraf cele două restricții identice $\Delta p_{MAX} = p/4$. Deși în cazul modulației în durată cu un semnal cu variație continuă (fără modificări rapide de nivel) pericolul suprapunerii sau apropierii excesive a impulsurilor succesive nu apare, din motive legate de dezvoltarea ulterioară a problemei (subcapitolele 3.2. și 3.3.) am limitat deviația maximă la valoarea menționată.

În vederea determinării spectrului pe cale numerică, elementele matricii zerourilor se calculează:

$$t_{2i-1} = (i-1) \cdot p + \frac{\Delta p_{MAX}}{2} [1 + m((i-1)p)]; \quad t_{2i} = t_{2i-1} + \frac{p}{2} \quad (3.1.11)$$

unde $i = 1..N$ și p este perioada elementară.

Prin simulare numerică am determinat spectrul semnalului modulat în poziție cu tipurile de semnale periodice prezentate anterior, dar în figura 3.1.15. sunt trasate comparativ spectrele în vecinătatea armonice fundamentale a semnalului nemodulat, doar pentru situațiile extreme, adică pentru impulsurile modulate cu semnal sinusoidal, respectiv exponențial (aceleași de

la paragraful anterior). De asemenea, în figura 3.1.15. am reprezentat punctat și spectrul semnalului modulat cu semnal sinusoidal cu deviația maximă $\Delta p_{MAX} = 1.9 \times p/4$, aproape de limita admisă pentru a menține impulsul în interiorul perioadei elementare.

La frecvențe mai înalte, spectrul are o comportare similară cu cea a semnalului modulat în frecvență în vecinătatea multiplilor impari ai frecvenței fundamentalei semnalului nemodulat, (clopot cu armonicile extreme de amplitudine mai mare, și a cărei lărgime crește cu ordinul armonicii centrale).

Aspectul spectrelor locale cuprise într-o bandă mai largă este prezentat în figura 3.1.16.

Pentru celelalte forme de undă modulatorie aspectul spectrului pe fundamentală este asemănător, având armonica centrală de amplitudine relativ mare (0.54 - 0.61) și un număr redus de armonici laterale semnificative simetrice. În figura 3.1.17. sunt reprezentate în paralel valorile amplitudinilor centrale pentru modulația în durată și în poziție, pentru tipurile de semnale modulatorie descrise în paragraful 3.1.2. Modulația în poziție menține prima armonică centrală la o valoare mai apropiată de valoarea fundamentalei semnalului nemodulat față de modulația în durată.

Această relație se păstrează și în cazul modificării deviației maxime (între 0 și 1.9), așa cum se remarcă în graficele trasate în figura 3.1.18. Deviația nulă corespunde semnalului nemodulat. Creșterea deviației maxime

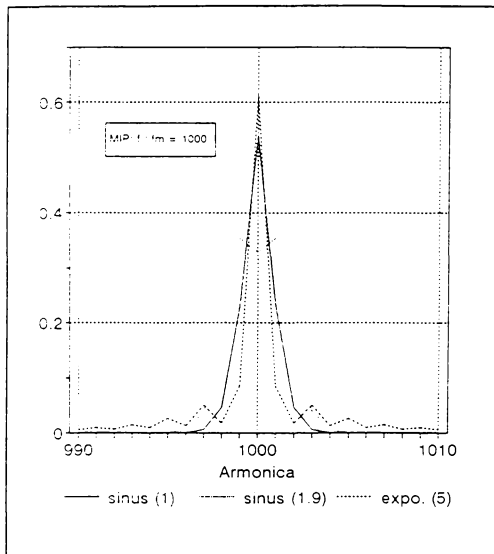


Figura 3.1.15.

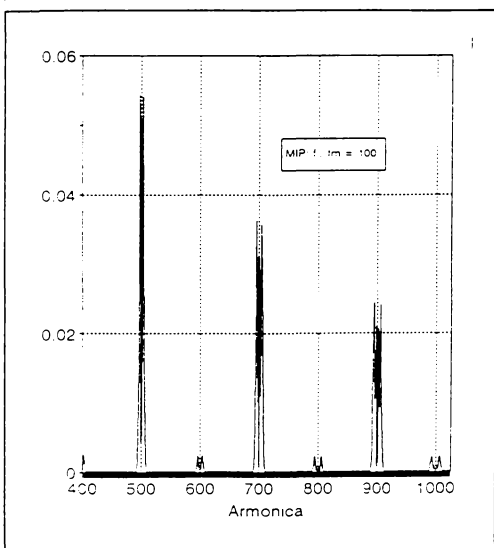


Figura 3.1.16.

impulse modulației duce la a atenuare semnificativă a armonice corespunzătoare a semnalului inițial.

Situația se modifică pe măsura creșterii frecvenței luate în considerare. În vecinătatea frecvențelor unde comparația este posibilă (armonice inițiale impare), valorile maximelor locale ale semnalului modulat în durată sunt superioare ca nivel celor în poziție.

În figura 3.1.19. am reprezentat variația atenuării armonicelor semnalului nemodulat, pentru cele trei tipuri de modulație (MIF, MID, MIP), pentru aceleași valori ale frecvenței purtătoare și modulare. Trebuie specificat că în cazul MIF și MIP, s-a considerat armonica de amplitudine maximă din vecinătatea armonicii corespunzătoare semnalului nemodulat. Este evidentă superioritatea din punctul de vedere al ameliorării spectrului semnalului inițial a modulației impulsurilor în frecvență și în poziție. În plus, modulația în poziție păstrează perioada elementară constantă, iar spectrele locale au extindere mai redusă decât în cazul modulației în frecvență.

Pe de altă parte, modulația în durată asigură menținerea neschimbată a perioadei de repetiție și a poziției a fronturilor ascendente ale impulsurilor, ceea ce poate deveni important în sisteme bazate pe sincronizarea unor semnale.

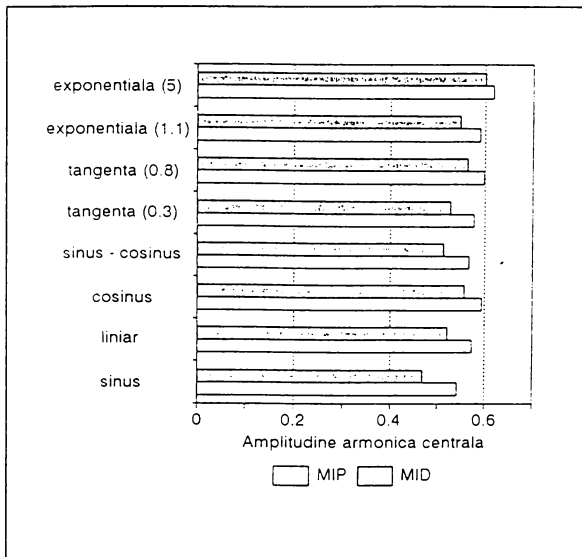


Figura 3.1.17.

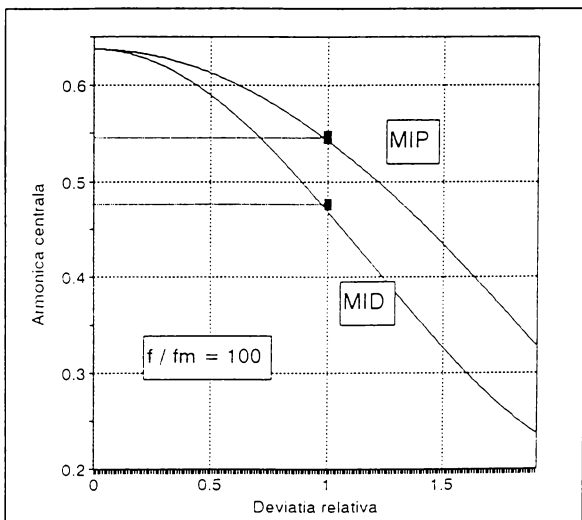


Figura 3.1.18.

Aceste observații au la bază alegerea unor parametri de modulație (deviație, frecvență, formă de undă) care să asigure rezultate comparabile pentru cele trei tipuri de modulație a impulsurilor. Modificarea unora dintre parametri poate duce la inversarea performanțelor. De asemenea, luarea în considerare a duratei fronturilor și a factorului de umplere ale semnalului inițial aduce noi restricții și rezultate.

În Anexa 1 sunt prezentate procedurile de generare a formelor de undă modulatorie și de determinare a matricii

zerourilor pentru tipurile de modulație utilizate în obținerea rezultatelor din acest subcapitol, cuprinse într-o bibliotecă PASCAL proprie.

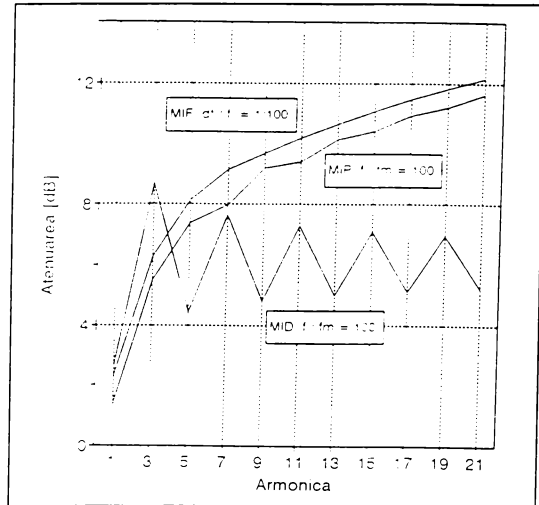


Figura 3.1.19.

Concluzia generală a acestui subcapitol este că modulația impulsurilor reprezintă o metodă eficientă din punct de vedere teoretic de ameliorare a spectrului semnalului dreptunghiular periodic. Aplicarea ei în practică depinde de posibilitățile de implementare a formelor de undă și de modulație în condiții economice și fără a introduce probleme suplimentare de compatibilitate electromagnetică.

3.2. Modulația impulsurilor cu semnal aleator

În subcapitolul anterior am abordat problema modulației trenului de impulsuri dreptunghiulare cu semnal modulator determinist (describibil printr-o expresie matematică) din punct de vedere al ameliorării spectrului rezultat pentru o reducere a emisiei electromagnetice. Așa cum am subliniat, spre deosebire de domeniul transmiterii informației, în acest caz nu se pune problema detecției la recepție a semnalului modulator și nu se impun restricții asupra formei și parametrilor de variație a acestuia. Această precizare conduce la ideea utilizării unui semnal modulator cu variație aleatoare în timp, în încercarea de a accentua efectul de împrăștiere a spectrului ([33]).

Semnalul aleator se caracterizează printr-o mulțime de valori posibile, continuă (interval) sau discretă, însă valoarea la un moment dat t este determinată probabilistic. Evident, în situația unui semnal pur aleator, noțiunea de frecvență a semnalului modulator nu are sens.

Pentru a realiza o analiză spectrală care să permită simularea pe calculator și analogia cu modulația cu semnal determinist (subcapitolul 3.1), în acest subcapitol voi utiliza semnale cvasi-aleatoare, cu următoarele restricții și precizări:

- caracterul pur aleator (conform unei funcții de repartiție oarecare) al semnalului modulator se păstrează doar pe un interval de timp asimilat cu o perioadă p_m a semnalului modulator determinist, comportarea repetându-se periodic și permițând stabilirea unui interval de calcul al coeficienților Fourier (acest fapt explică termenul de „cvasi-aleator”, însă pentru simplificare va fi denumit doar „aleator”);
- definirea parametrilor caracteristici ai modulației și notațiile utilizate se mențin cele de la subcapitolul anterior;
- simularea pe calculator a generatorului de valori (numere) aleatoare impune cuantizarea semnalului aleator $a(t)$ în timp, astfel încât descrierea acestuia pe o perioadă p_m poate fi de forma unei matrici liniare de dimensiune $N = p_m/p$:

$$[a(t)] = [a_1, a_2, \dots, a_N] \quad (3.2.1)$$

unde a_k se presupune constantă pe perioada elementară k a semnalului modulator; frecvența de variație a valorii (rata generatorului) este egală cu frecvența semnalului nemodulat;

- mulțimea valorilor posibile ale semnalului modulator este discretă și finită, deci $[a(t)]$ este o *serie aleatoare discretă*;
- se vor lua în studiu doar tipurile de modulație care păstrează constantă perioada elementară a impulsurilor, și anume modulația în poziție (MIP) și în durată (MID).

Elementele matricii zerourilor necesare calculului amplitudinilor componentelor spectrului trenului de impulsuri dreptunghiulare modulat se determină conform expresiilor (3.1.10) și (3.1.11) după cum urmează:

$$MIP : \quad t_{2i-1} = (i-1) \cdot p + \frac{\Delta p_{MAX}}{2} (1 + a_i) ; \quad t_{2i} = t_{2i-1} + \frac{p}{2}$$

$$MID : \quad t_{2i-1} = (i-1) \cdot p ; \quad t_{2i} = t_{2i-1} + \frac{p}{2} + \Delta d_{MAX} a_i ; \quad i = 1..N.$$

Deoarece valorile consecutive ale seriei pot prezenta diferențe mari, deviația maximă (Δp_{MAX} , respectiv Δd_{MAX}) devine un parametru critic pentru respectarea integrității semnalului modulat.

În simularea numerică a modulației cu semnal aleator, secvența de numere (3.2.1) dintr-un anumit domeniu este generată printr-o rutină specializată din programul de simulare pe calculator. Probabilitatea apariției unei anumite valori la un moment dat este guvernată de funcția de repartiție statistică proprie a generatorului. Pentru o apropiere mai mare de semnalul aleator, de regulă, am luat în considerare mai multe secvențe generate

independent și am mediat sau am reunit, după caz, rezultatele obținute.

La analiza spectrală a trenului de impulsuri modulată cu semnal determinist am evidențiat influența formei de variație, în special a derivatei întâi a semnalului, asupra amplitudinii armonicilor. Viteza de variație la un moment dat exprimă timpul cât semnalul modulator se menține în preajma valorii respective. Transpus în termeni de teoria probabilităților, interesează probabilitatea ca semnalul modulator să aibă o anumită valoare. Problema alegerii și studiului formei de undă din subcapitolul precedent devine problema alegerii unei distribuții statistice, respectiv a funcției de repartiție și a densității de probabilitate convenabile.

3.2.1. Generarea semnalului aleator

Generatorul primar utilizat în simulare în limbaj PASCAL este cel implementat de producătorul mediului de programare, bazat pe ceasul intern al calculatorului și apelat prin procedura *randomize* și funcția *random(n)*, unde n este numărul de valori distincte ale variabilei aleatoare. Studiul statistic al valorilor (întregi) generate astfel indică o distribuție aproximativ uniformă, dar cu palierul având aspect sinusoidal. Utilizarea directă a generatorului integrat pentru simularea unei distribuții uniforme cu un număr relativ redus de valori de ieșire (realist din punct de vedere al sintezei numerice și conversiei numeric-analogice) a dus la rezultate nesatisfăcătoare. În scopul obținerii unei repartiții uniforme mai aproape de forma teoretică, iar în continuare a altor funcții de repartiție, am realizat un dispozitiv software de transformare a repartiției cvasi-uniforme într-o repartiție specificată. Principiul metodei este ilustrat în figura 3.2.1.

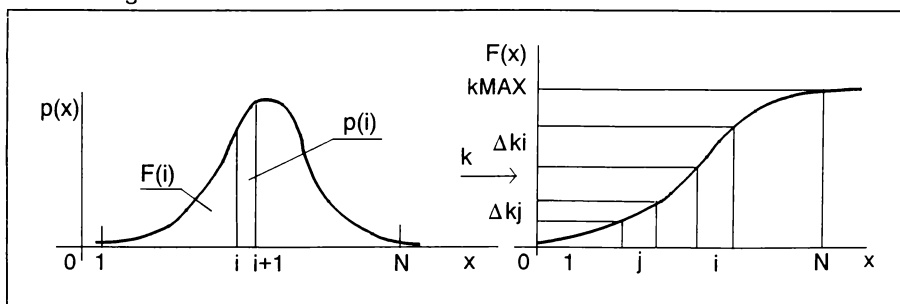


Figura 3.2.1.

Se presupune cazul generării unei variabile aleatoare x , având densitatea de probabilitate $p(x)$ și funcția de repartiție $F(x)$ trasate în figura 3.2.1. Variabila x ia N valori între 0 și $N-1$. Valoarea k a variabilei de intrare este cea generată de procedura integrată PASCAL și este imaginea unui punct de pe axa x prin funcția de repartiție. Domeniului de variație a lui k între 0 și k_{MAX}

îi corespunde domeniul $0 - x_{MAX}$, împărțit în N intervale egale. Generarea numărului i (cuprins între 0 și $N-1$) este asimilată cu evenimentul plasării imaginii lui k prin $F(x)$ în intervalul i , deci a situării lui k în intervalul Δk_i . Pentru un număr k_{MAX} suficient de mare aspectul sinusoidal al densității de probabilitate se atenuează considerabil.

Practic, construcția procedurii se bazează pe faptul că probabilitatea $p(i)$ de apariție a valorii i este proporțională cu aria de sub graficul funcției $p(x)$ delimitată de segmentul $i, i+1$, deci pornește de la expresia matematică a densității de probabilitate.

În Anexa 1 sunt prezentate procedurile PASCAL de construcție a diverselor funcții de repartiție și de generare de numere aleatoare de distribuții și parametri caracteristici impuși. Ținând seama de condițiile (3.1.3) impuse semnalului modulator, aplicarea metodei este completată cu o funcție de normare, astfel încât procedura generează valori aleatoare cuprinse între -1 și 1 . De asemenea, prin alegerea corespunzătoare a distribuțiilor și a parametrilor acestora, media teoretică a semnalului este 0 .

3.2.2. Distribuția uniformă

Prima situație luată în considerare este cea a identității probabilității de apariție a oricărei valori posibile a variabilei aleatoare. În cazul general, distribuția statistică este caracterizată de o densitate de probabilitate de forma:

$$p(x) = \begin{cases} p_0 & \text{pentru } x \in [m-v, m+v] \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \quad (3.2.2)$$

unde m este media statistică a variabilei iar v este diferența maximă a variabilei față de medie. În condițiile de normare impuse semnalului modulator, valorile m și v și relațiile matematice dintre ele și p_0 nu interesează, astfel încât în continuare se presupune $m=0$ și $v=1$. Aspectul densității de probabilitate și al funcției de repartiție ale distribuției uniforme sunt prezentate în figura 3.2.2.

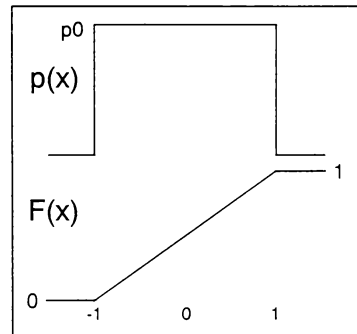


Figura 3.2.2.

În cele ce urmează voi prezenta rezultatele obținute prin simularea modulației impulsurilor dreptunghiulare în poziție și durată cu semnal aleator de distribuție uniformă pentru diferite valori ale parametrilor statistici și de modulație. În principal voi determina *atenuarea componentelor spectrale ale semnalului modulat față de cele ale semnalului nemodulat*, ca expresie a eficienței metodei de ameliorare a spectrului. În continuare voi denumi aceste armonice *centrale*; celelalte vor fi denumite *intermediare*. Situația de referință

este specificată prin următorii parametri:

- numărul de valori generate N este 256; alegerea acestei valori este în conexiune cu cele ce urmează în subcapitolul 3.4. iar modificarea ei nu a adus modificări concludente în aspectul spectrului semnalului rezultat pentru o arie largă de semnale simulate;
- pentru a realiza o analogie cu modulația cu semnal determinist, seria aleatoare $[a(t)]$ este o secvență de 100 valori;
- deviația maximă de poziție Δp_{MAX} , respectiv de durată Δd_{MAX} (vezi paragrafele 3.1.3., 3.1.4.) este $p/4$, corespunzătoare unei deviații relative maxime egale cu 1.
- calculul amplitudinilor armonicelor s-a realizat prin medierea a trei rezultate obținute cu serii aleatoare diferite; mărirea numărului de serii mediate nu a influențat semnificativ rezultatul.

În figura 3.2.3. sunt trasate spectrele semnalelor modulate în poziție și durată pe un domeniu de frecvență cuprinzând primele trei armonice ale semnalului nemodulat. Aspectul rezultat prin simulare numerică și verificat prin măsurători este mai „dantelat”, dar pentru a evidenția diferențele am realizat o aplatizare prin mediere pe 5 valori. Spectrul semnalului MIP păstrează aspectul general al semnalului nemodulat, conținând armonice semnificative în vecinătatea armonicelor centrale impare și anulându-și practic armonicile centrale pare. Semnalul MID are un spectru continuu descendent, cu o

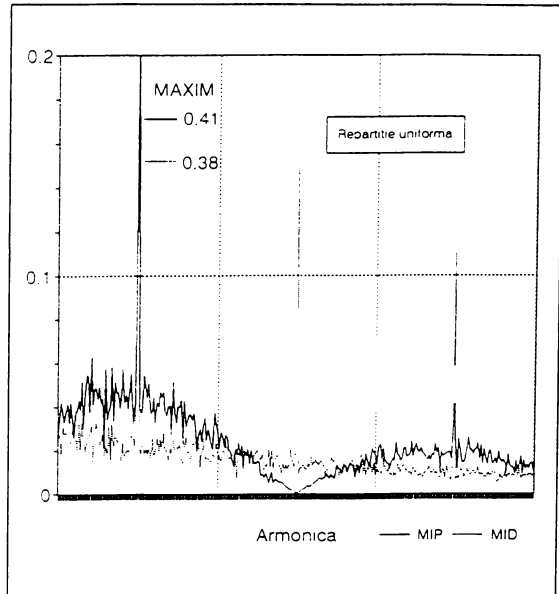


Figura 3.2.3.

aglomerare de armonice semnificative de frecvență joasă (nesurprinse în figura 3.2.3.) și cu armonice centrale, atât impare, cât și pare, semnificative. Pentru uniformitatea concluziilor, în comparațiile cu semnalul nemodulat voi lua în considerare și pentru semnalul MID doar armonicile centrale impare, cele pare înscriindu-se cu o foarte bună aproximație pe înfășurătoarea primelor.

Pentru ambele tipuri de semnale modulate, înfășurătoarea armonicelor centrale (maxime) urmărește în general înfășurătoarea spectrului semnalului nemodulat ($2/k\pi$), cu o atenuare care depinde de tipul și parametrii

modulației. În figura 3.2.4. sunt trase curbele atenuărilor armonicilor centrale ale spectrelor semnalelor MIP și MID pentru o serie aleatoare oarecare. În ambele situații prima armonică centrală ($k = 1$) este nesemnificativ atenuată față de semnalul nemodulat. Pentru MID, celelalte armonici au o atenuare oscilantă în jurul valorii de 6 dB (fără să depășească 10 dB pentru armonice inferioare și cu tendință de aplatizare cu creșterea frecvenței armonicii), menținându-se astfel în jurul valorilor obținute prin modulație cu semnal determinist. Pentru MIP, prin urmărirea spectrului pentru un număr mare de serii aleatoare, se disting două domenii de valori ale atenuării:

- armonicile de ordin 3 - 11 au atenuări de valori foarte diferite de la o serie la alta, cuprinse între 10 și 20 dB, deci în jurul valorilor obținute prin modulație cu semnal determinist;
- armonicile peste ordinul 11 au constant atenuări în jur de 20 dB și peste, cu o ușoară tendință crescătoare.

Pentru a simula o situație mai apropiată de semnalul aleator pur am modificat condițiile de referință, menținând numărul de valori aleatoare generate, dar măbind dimensiunea seriei aleatoare de la 100 la 1000 de numere. Spectrul se îmbogățește în componente semnificative în vecinătatea armonicilor centrale, preluând teoretic o parte din energia acestora și atenuându-le suplimentar. În figurile 3.2.5. și 3.2.6. sunt trasate comparativ curbele atenuărilor în cele două situații. În timp ce pentru MID modificările nu sunt notabile, pentru MIP se înregistrează o creștere generală a atenuării armonicilor cu câțiva dB.

O situație oarecum opusă se obține prin scăderea ratei generatorului de numere aleatoare față de frecvența semnalului nemodulat. Acest fapt se manifestă prin menținerea aceleiași valori a semnalului modulator pe durata mai multor perioade elementare p . În simulare am pornit de la o serie aleatoare de 1000 de valori și am considerat raportul între cele două frecvențe întreg, iar pentru o valoare egală cu 5 am reprezentat curbele atenuărilor corespunzătoare în figurile 3.2.7. și 3.2.8. Pentru MIP este evidentă o scădere a atenuării prin încetinirea generatorului de numere aleatoare. Pentru MID aspectul spectrului se menține practic același, cu unele diferențe pentru armonicile de ordin superior, variind cu raportul frecvențelor.

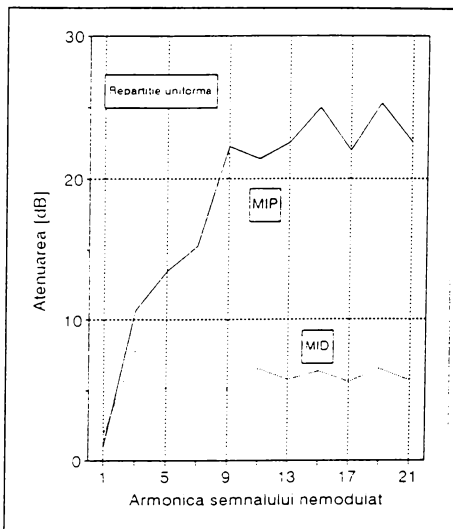


Figura 3.2.4.

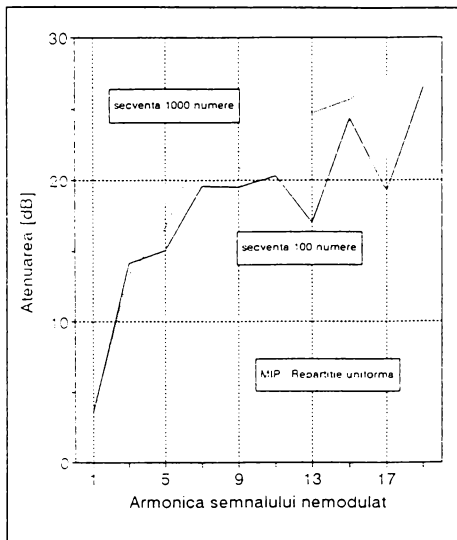


Figura 3.2.5.

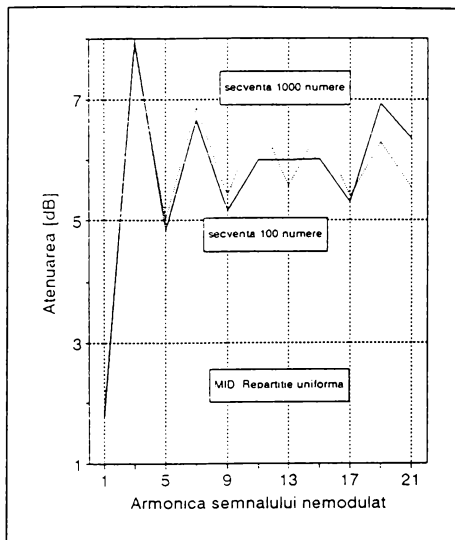


Figura 3.2.6.

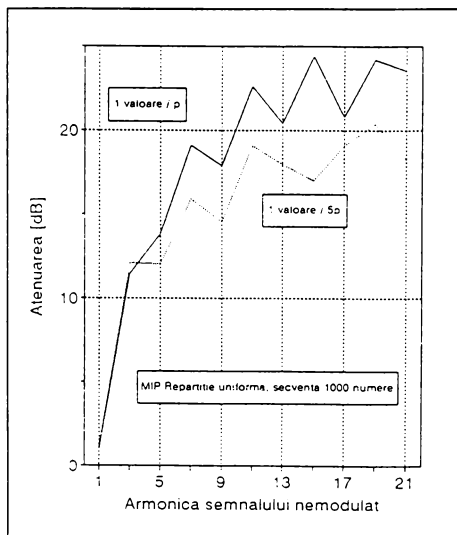


Figura 3.2.7.

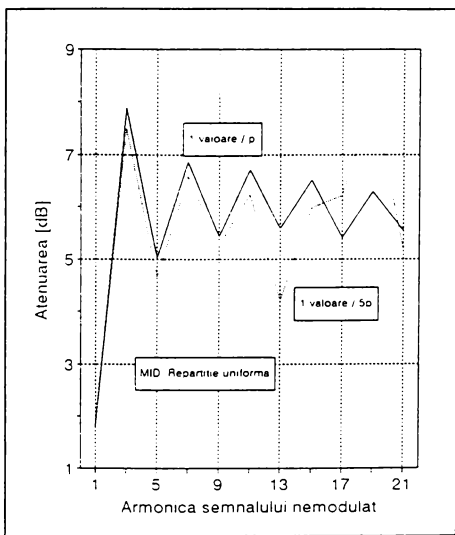


Figura 3.2.8.

Pentru o imagine mai sugestivă a influenței ratei generatorului asupra modulației în durată, în figura 3.2.9. am reprezentat într-un domeniu de frecvențe mai larg spectrul determinat în cele două situații. Se remarcă

aglomerarea de armonici mai semnificative în jurul armonicilor centrale în detrimentul celor intermediare, respectiv tendința de anulare a armonicilor de ordin multiplu par al raportului de frecvențe mai sus menționat.

Ca și în studiul modulației cu semnal determinist, am luat în considerare și situația deviației maxime de modulație până spre limita admisibilă pentru integritatea semnalului, simulând cazul unei deviații relative maxime de 1.9. Efectul acestei operații

asupra curbei atenuărilor armonicilor centrale pentru MIP este ilustrat în figura 3.2.10. Se remarcă tendința de atenuare suplimentară a armonicilor centrale. Pentru MID, rezultatele obținute nu sunt concludente, înregistrându-se doar o aplatizare a aspectului curbei.

În paragrafele următoare voi urmări efectele modificării tipului de distribuție statistică a variabilei aleatoare modulatorie asupra spectrului semnalului modulat.

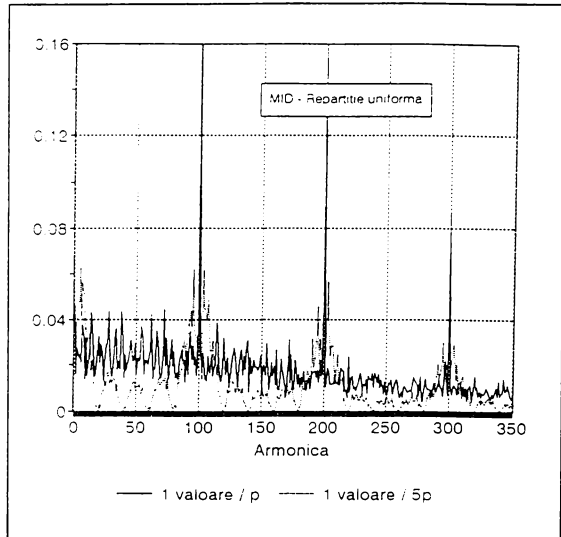


Figura 3.2.9.

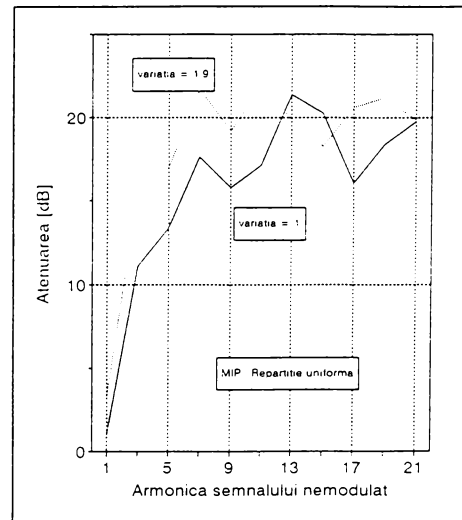


Figura 3.2.10.

3.2.3. Distribuția binomială

Comportarea unei variabile aleatoare discrete x , cu valori întregi cuprinse între 0 și n , poate fi guvernată statistic de o distribuție de tip binomial, a cărei densitate de probabilitate este dată de expresia:

$$p(x) = C_n^x p^x (1-p)^{n-x} \quad (3.2.3)$$

unde parametrul p este subunitar și determină simetria distribuției.

Media statistică este $m = np$, iar dispersia este $\sigma^2 = np(1-p)$. Aspectul grafic al densității de probabilitate și a funcției de repartiție pentru $p=0.5$ este redat în figura 3.2.11. Această valoare a parametrului asigură centrarea graficului (media statistică este egală cu $n/2$) și un maxim al dispersiei.

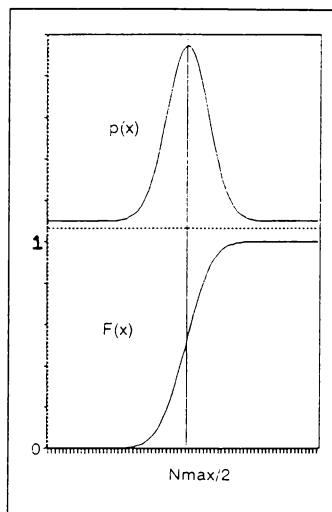


Figura 3.2.11.

Chiar în aceste condiții, valoarea relativ redusă a dispersiei, tradusă practic prin aglomerarea valorilor variabilei în jurul mediei, implică probabilitate redusă a deviațiilor momentane mari ale semnalului și păstrează un timp relativ îndelungat semnalul inițial practic nemodificat. Prin creșterea valorii lui n , distribuția binomială tinde spre distribuția Poisson (legea evenimentelor rare), care accentuează probabilitatea păstrării valorii variabilei aleatoare în vecinătatea imediată a mediei.

Aceste considerații situează distribuția binomială, din punct de vedere al efectului asupra spectrului, la polul opus față de distribuția uniformă. Aspectul spectrului este foarte apropiat de cel al semnalului nemodulat, cu armonici intermediare de amplitudine foarte reduse. Curbele atenuărilor pentru cele două tipuri de modulație sunt trasate în figura 3.2.12. În timp ce, global, MID nu este influențată semnificativ, atenuarea menținându-se în jurul a 6 dB, spectrul rezultat prin MIP se modifică considerabil. Atenuarea armonicilor centrale este foarte redusă în zona inferioară a spectrului, crescând spre frecvențe foarte înalte. Această observație impune MIP cu distribuție binomială ca o metodă de ameliorare a spectrului la frecvențe înalte în condițiile unor modificări minore ale desfășurării în timp a semnalului rezultat față de cel inițial.

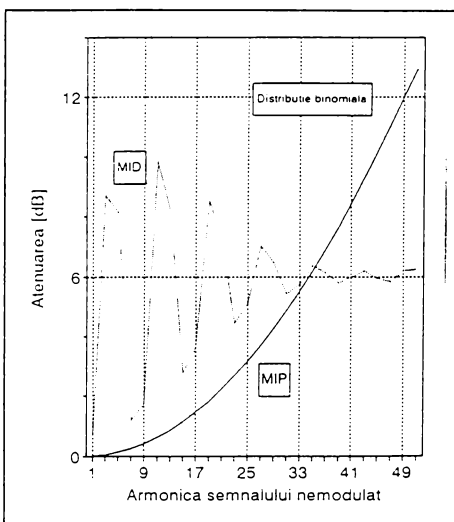


Figura 3.2.12.

3.2.4. Distribuția normală (Gauss)

Distribuția normală (Gauss) caracterizează variabilele aleatoare continue, dar se poate adapta la variabile aleatoare discrete de tipul celor abordate în acest subcapitol. Densitatea de probabilitate este dată de expresia: ([32])

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2} \quad (3.2.4)$$

unde x parcurge întreaga axă reală, iar m și σ^2 sunt media statistică, respectiv dispersia.

Pentru scopul propus am restrâns domeniul de variație la un interval de rază v centrat pe media statistică, $[m-v, m+v]$. Densitatea de probabilitate și funcția de repartiție pe acest interval sunt reprezentate (normat, făcând abstracție de constante) în figura 3.2.13. Este cunoscut în statistica matematică faptul că variabila aleatoare se plasează cu probabilitate practic unitară în intervalul $[m-3\sigma, m+3\sigma]$, astfel încât, în funcție de raportul dintre variația maximă v și abaterea medie pătratică σ se pot diferența, în mare, două situații:

- $v/\sigma < 3 \Rightarrow$ segmentul de grafic al densității de probabilitate corespunzător intervalului de interes este aplatizat, apropiindu-se de aspectul distribuției uniforme;
- $v/\sigma > 3 \Rightarrow$ graficul (clopotul lui Gauss) este în întregime în intervalul de interes, valorile extreme fiind atinse cu probabilitate foarte redusă; valorile variabilei aleatoare se aglomerează în jurul mediei, distribuția apropiindu-se de cea binomială.

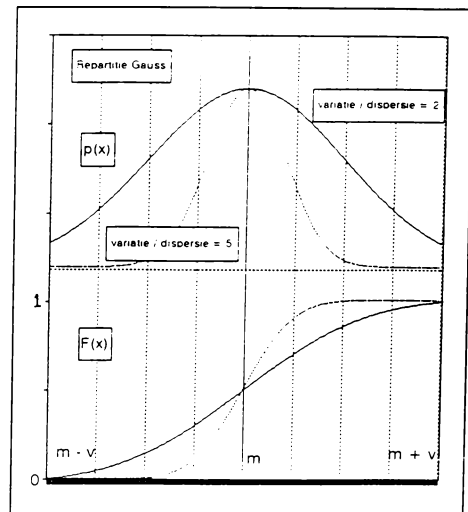


Figura 3.2.13.

Ca un efect global, spectrul obținut atât prin simulare, cât și prin măsurări are aspect mai zgomotos pentru valori mici ale raportului menționat, fapt explicat prin aceeași distribuție a frecvențelor.

Pentru reprezentarea grafică și pentru simulările ulterioare am luat în considerare două cazuri intermediare, $v/\sigma = 2$ și $v/\sigma = 5$.

Curbele atenuărilor față de armonicele semnalului nemodulat sunt reprezentate pentru cele două cazuri menționate și cele două tipuri de modulație în figurile 3.2.14. și 3.2.15.

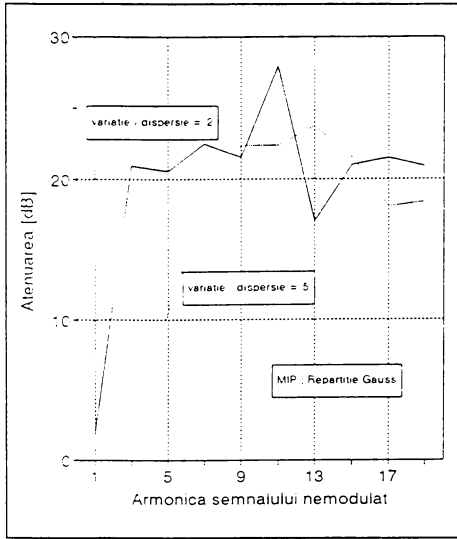


Figura 3.2.14.

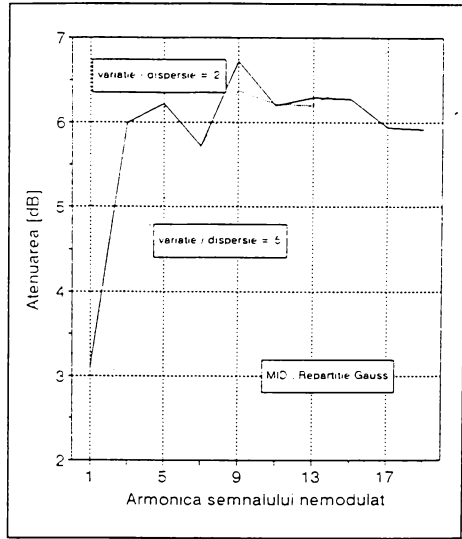


Figura 3.2.15.

Este de remarcă că în domeniul armonicilor inferioare atenuarea este mai redusă pentru v/σ mai mare, fapt ce se explică prin aglomerarea valorilor aleatoare în jurul mediei ($m = 0$), deci prin concentrarea energiei în imediata vecinătate a armonicii centrale. La frecvențe mai înalte graficele converg spre valorile determinate și pentru distribuția uniformă.

3.2.5. Distribuția treaptă

În încercarea de a controla raportul probabilităților de apariție a valorilor centrale și extreme (prin analogie cu viteza de variație a semnalului modulator determinist) și de a acționa asupra armonicilor dintr-o anumită zonă a spectrului, am utilizat o distribuție cu variație discontinuă, de tip „treaptă”, derivată din distribuția uniformă și sugerată de distribuția normală, cu două nivele de probabilitate. Densitatea de probabilitate pe intervalul $[-1, 1]$ este dată de expresia:

$$p(x) = \begin{cases} p_1 & \text{pentru } x \in [-\alpha, \alpha] \\ p_2 & \text{în rest} \end{cases} \quad (3.2.5)$$

Pentru simplificarea calculului am introdus notația $s = p_2/p_1$, astfel încât densitatea de probabilitate și funcția de repartiție se pot reprezenta ca în figura 3.2.16.

Valori subunitare ale lui s semnifică o probabilitate mai mare a aglomerării valorilor generate în jurul mediei, deci o preponderență a componentelor de frecvență joasă; de regulă comportarea poate fi asimilată cu cea din cazul distribuției normale. Statistic, o treaptă caracterizată de o pereche de valori (α, s) poate fi asociată cu o curbă de distribuție Gauss caracterizată de o pereche σ, ν (vezi paragraful 3.2.4.).

Situația este diferită pentru s supraunitar: generarea valorilor apropiate de extreme este mai probabilă, ceea ce mărește ponderea frecvențelor înalte. În spectru apar armonici centrale relativ mari, chiar cu un ordin de mărime peste nivelul așteptat. Acestea se răsfrâng implicit asupra aspectului curbelor de atenuare. În figura 3.2.17 sunt prezentate curbele de atenuare obținute prin modulație în poziție cu semnal aleator de distribuție „treaptă”, pentru $s = 0.5$ și $s = 2$, comparativ cu situația $s = 1$ (distribuție uniformă). Forma acestora în domeniul de frecvență al primelor armonici centrale (armonica a treia) este în concordanță cu estimările de mai sus. Pentru armonicile superioare, curbele converg și tind spre valorile uzuale (în jur de 20 dB). Pentru valori mai mari ale lui s și pentru α apropiindu-se de 1, curbele se alterează, prezentând oscilații mari ale palierului, coborând până la 10 dB, astfel încât nu mai prezintă interes pentru scopul propus de ameliorare a spectrului și nu le-am mai prezentat grafic. În cazul semnalului MID, se remarcă o comportare similară în zona frecvențelor joase, dar de amploare mai redusă, în general spectrul și curba de atenuare nemodificându-se semnificative.

O generalizare a funcției prezentate în acest paragraf ar duce la sinteza unei densități de probabilitate în mai multe trepte, cu paliere adaptate la cerințele de ameliorare a spectrului într-o aplicație dată. O astfel de dezvoltare este în atenția autorului pentru activitatea viitoare de cercetare.

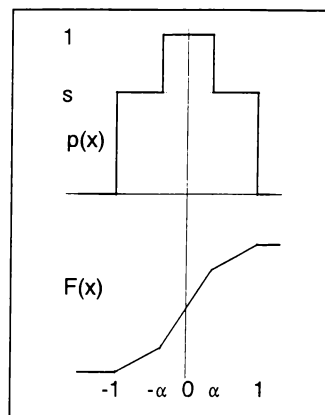


Figura 3.2.16.

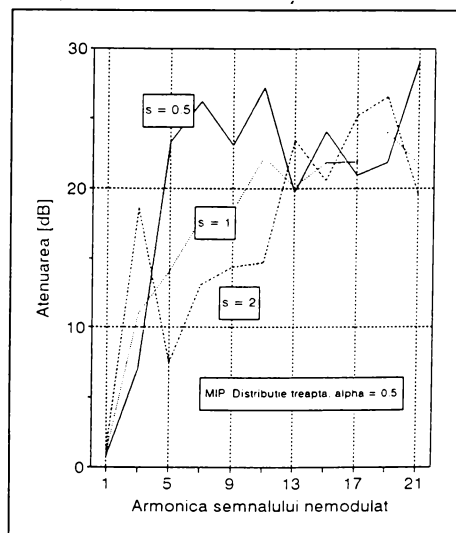


Figura 3.2.17.

3.3. Modulația impulsurilor cu semnal pseudoaleator

În subcapitolele anterioare referitoare la modulația trenului de impulsuri dreptunghiulare, problema semnalului modulator a fost abordată teoretic, fără să depășească sfera matematicii și a simulării numerice pe calculator. Semnalul modulator a fost doar un semnal de intrare, fără să intereseze mai mult decât principial construcția generatorului, cu atât mai mult realizarea lui fizică. Utilizarea unui semnal modulator de formă dată, mai complicată decât cea realizată de un oscilator de construcție simplă, eventual integrat (sinusoidal, dreptunghiular și derivat din acestea), presupune construcția unui generator de funcții - pentru semnal determinist - sau a unui generator de numere aleatoare de distribuție dată - ceea ce implică o capacitate de calcul suplimentară.

Utilizarea modulației semnalului dreptunghiular este eficientă din punct de vedere economic dacă nu implică mai multe componente suplimentare decât ar necesita o simplă filtrare (în unul sau mai multe puncte critice). De asemenea, amplasarea unui număr mai mare de componente și existența implicită a traseelor de alimentare și semnal aferente în aria respectivă, prezintă potențialul creării de noi probleme de compatibilitate electromagnetică. Soluția practică ideală ar fi integrarea generatorului de semnal și a modulatorului având ca intrare doar semnalul nemodulat (de exemplu de la un rezonator cu cuarț). În subcapitolul 3.2. am utilizat pentru simulare pe calculator semnale cvasi-aleatoare, de tipul unor secvențe (serii aleatoare) de valori generate într-o fază anterioară. Această soluție s-ar putea implementa printr-o memorie înscrisă cu o secvență precalculată și citită printr-o logică internă comandată de semnalul (de ceas) de intrare.

În continuare se prezintă o posibilitate de simplificare a generării semnalului aleator cu ajutorul unui dispozitiv autonom, fără memorie sau altă informație de intrare în afara semnalului dreptunghiular inițial nemodulat (semnalul de ceas), după o metodă simulată pe calculator și verificată experimental de către autor ([41]).

3.3.1. Generarea semnalului pseudoaleator

Problema generării autonome - fără antecalcul - a unei secvențe de numere poate fi rezolvată prin citirea stărilor succesive a unui numărător pe N biți, incrementat de semnalul de ceas. Avantajul acestei metode constă în sincronizarea semnalului nemodulat cu modificarea semnalului modulator sintetizat. În cazul cel mai simplu al unui numărător binar, prin citirea succesivă a unui bit se obține tot un semnal dreptunghiular de frecvență constantă, iar prin citirea paralelă și conversia analogică a conținutului se obține un semnal liniar variabil, care nu prezintă interes în cazul de față. Pentru realizarea unei forme de undă diferite și cu compoziție spectrală cât

mai apropiată de cea a unui semnal aleator, fără a fi necesare alte condiționări externe, se pune problema intercondiționării biților stărilor succesive.

O soluție cunoscută este *codul Gray*, care derivă din codul binar și se caracterizează prin faptul că oricare două cuvinte consecutive generate diferă printr-un singur bit. Expresia de calcul a bitului g_i al unui cuvânt este:

$$g_i = b_i \oplus b_{i-1}$$

unde b_i este bitul de rang i al cuvântului corespunzător valorii momentane a numărătorului binar.

În tabelul 3.3.1. este redată secvența codurilor Gray construite pe 4 biți. Se remarcă succesiunea regulată a biților "0" și "1" pe orice rang, ca în cazul numărătorului binar. De asemenea, studiul spectrului semnalului modulat cu succesiunea de coduri Gray convertite analogic nu duce la rezultate corespunzătoare scopului urmărit de ameliorare spectrală.

O soluție interesantă pentru generarea unei secvențe pseudo-aleatoare este construcția unui *registru de deplasare pe N biți, cu reacție (cu autoîncărcare) - RDR*: prima celulă a registrului (MSB) este încărcată cu combinația logică (XOR) între ieșirea ultimei celule (LSB) și ieșirea unei celule de rang intermediar. O schemă de principiu a unui astfel de generator este prezentată în figura 3.3.1. Descrierea matematică a generării cifrelor binare este:

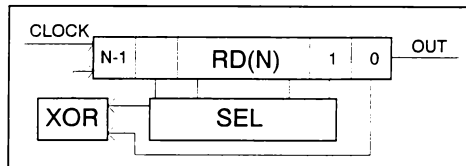


Figura 3.3.1.

$$RDR (j/N) : b_i(t_k) = b_{i-1}(t_{k-1}) ; b_{N-1}(t_k) = b_0(t_{k-1}) \oplus b_j(t_{k-1}) .$$

Registrul de deplasare pe N biți RD(N) are ca intrare semnalul de ceas și rezultatul logic al porții SAU-EXCLUSIV între bitul 0 și un bit selectat prin blocul comutator SEL. Poarta XOR este negată sau nu în funcție de valoarea inițială a registrului (00..0 sau 11..1). Prin alegerea potrivită a rangului care participă în reacție, registrul trece prin toate stările posibile, mai puțin starea complementară stării inițiale, ceea ce înseamnă 2^N-1 valori diferite. Existența semnalului de ceas declanșator produce reluarea succesiunii de stări, deci generarea unei secvențe repetabile cu perioadă de 2^N-1 ori perioada semnalului de ceas. Pe durata unei secvențe, comportarea este similară cu a

Tabelul 3.3.1.

		GRAY		RDR
0	0	0000	0	0000
1	1	0001	8	1000
2	3	0011	12	1100
3	2	0010	14	1110
4	6	0110	7	0111
5	7	0111	11	1011
6	5	0101	13	1101
7	4	0100	6	0110
8	12	1100	3	0011
9	13	1101	9	1001
10	15	1111	4	0100
11	14	1110	10	1010
12	10	1010	5	0101
13	11	1011	2	0010
14	9	1001	1	0001
15	8	1000	0	0000
0	0	0000		

unei variabile aleatoare. Modul strict controlat de producere îi oferă un caracter determinist, astfel încât am utilizat denumirea de *secvență pseudoaleatoare*. În tabelul 3.3.1. este prezentată succesiunea de valori obținute cu un registru de deplasare pe 4 biți, cu reacția din bitul 1 (notat RDR 1/4), comparativ cu succesiunea de coduri Gray pe 4 biți.

Este de remarcat că în această situație succesiunea de "0" și "1" pe bitul de ieșire al registrului formează o secvență aparent neregulată care se repetă cu aceeași periodicitate ca și secvența valorilor. Analiza acestui semnal relevă o compoziție spectrală bogată în armonici de amplitudine semnificativă.

Se impune de asemenea observația că pentru anumite valori ale rangului bitului de reacție registrul nu trece prin toate valorile posibile, astfel încât secvența rezultată este de lungime mai redusă și perioadă de repetiție mai mică.

În determinările și simulările numerice am trecut în revistă toate combinațiile posibile de RDR până la 10 biți. Din considerente practice, în simulările care urmează am utilizat un registru de deplasare de 8 biți cu reacție din rangul 5 (RDR 5/8). Mărirea dimensiunii registrului la 10 biți nu a adus modificări semnificative aspectului graficului și curbelor de atenuare.

3.3.2. Semnalul pseudoaleator generat cu RDR

Posibilitățile de utilizare a registrului de deplasare cu reacție ca generator de semnal pseudoaleator pentru ameliorarea trenului de impulsuri dreptunghiulare sunt ilustrate în figura 3.3.2.

a) Semnale pseudoaleatoare logice

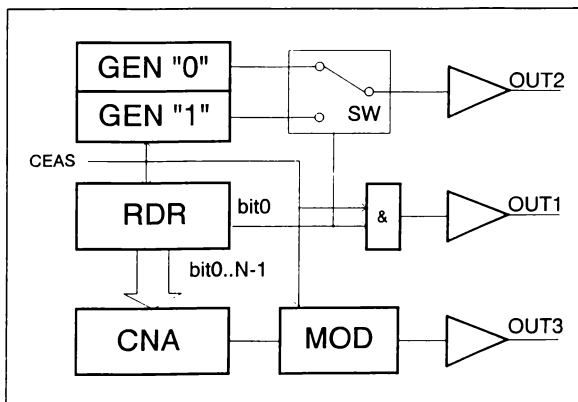


Figura 3.3.2.

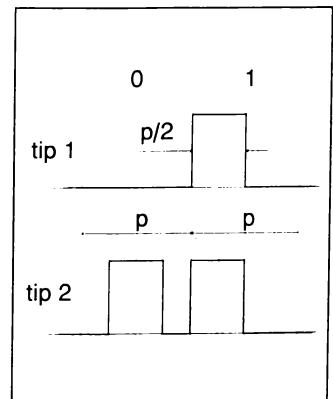


Figura 3.3.3.

Ieșirea registrului (bitul 0) este adusă la ieșirea OUT_1 , determinând semnalul pseudoaleator binar banal (de tip 1 - figura 3.3.3), care are dezavantajul pierderii în mare parte a informației de frecvență a semnalului de ceas; intercalarea unui operator ȘI cu semnalul de ceas asigură repetarea palierului acestuia pentru "1" (RZ), totuși jumătate din biți sunt "0", deci perioadele elementare respective sunt lipsite de impulsuri, deci de informația specifică de ceas pentru circuitele următoare.

Pentru înlăturarea acestei probleme, ieșirea registrului comandă comutatorul SW care transferă spre ieșirea OUT_2 semnalul corespunzător nivelelor "0" și "1" codificat după o regulă care să păstreze informațiile semnalului inițial (perioadă, factor de umplere). Un exemplu relativ simplu de realizat este defazarea cu un sfert de perioadă a impulsurilor semnalului de ceas corespunzătoare unui anumit nivel logic al ieșirii RDR. Situația este ilustrată în figura 3.3.3.; practic este o operație de modulație în poziție cu două valori ale semnalului modulator.

În figura 3.3.4. sunt redată spectrele celor două semnale pseudoaleatoare binare. Aspectul zgomotos a fost redus prin mediere locală pe 4 valori.

Cele două spectre sunt similare, cu armonicile centrale impare de amplitudine mare iar cele pare nule. Poziția armonicilor centrale depinde de lungimea secvenței generate. Atenuarea armonicilor impare față de cele ale semnalului nemodulat este de 6 dB, respectiv 3 dB, diferență care se păstrează între pe toată lărgimea spectrului ale celor două semnale și care se datorează absenței impulsurilor pentru nivelul "0" logic la semnalul de tip 1. Diferența importantă este la frecvențe joase, unde semnalul de tip 1 are compoziție spectrală bogată. Acest fapt nu prezintă o importanță foarte mare din punct de vedere al emisiei prin

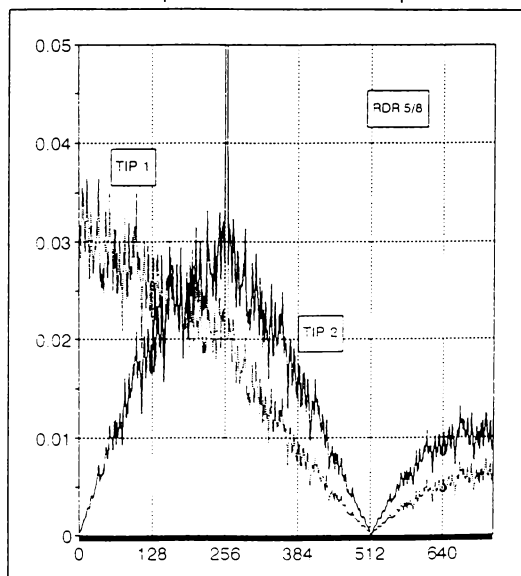


Figura 3.3.4.

radiație, predominantă la frecvențe înalte, dar conferă registrului de deplasare cu reacție funcția posibilă de generator de zgomot de bandă limitată și reglabilă prin simpla modificare a frecvenței de ceas. Această observație a stat la baza realizării unui testor de susceptibilitate prin injecție de curent a liniilor de intrare într-un sistem de culegere de date ([54]). Prezentarea acestui dispozitiv nu face obiectul prezentei lucrări.

b) Semnalul pseudoaleator analogic

Soluția este o variantă a modulației cu semnal cvasi-aleator prezentate în subcapitolul 3.2.

Conținutul registrului de deplasare este convertit în semnal analogic, rezultând un semnal pseudoaleator care modulează trenul de impulsuri (semnalul de ceas). Semnalul modulat în poziție sau durată este prezent la ieșirea OUT_3 .

Spectrele celor două semnale rezultate, într-un domeniu de frecvențe care cuprinde primele două armonice ale semnalului nemodulat, sunt trasate, cu o mediere locală pe 5 valori, în figura 3.3.5. Se păstrează caracteristicile generale de la modulația cu alte tipuri de semnale (referitoare în special la armonicelor centrale pare). Spre deosebire de modulația cu semnal aleator de distribuție uniformă (figura 3.2.3.), armonicile laterale, deși pornesc de la același nivel, scad mai rapid pe măsura îndepărtării de armonica centrală, ceea ce reprezintă un avantaj în cazul unei lățimi mai mari a benzii „receptorului” de perturbații.

Atenuarea armonicelor centrale se menține între aceleași limite ca la distribuția uniformă. Curbele de atenuare pentru cele două semnale modulate, comparativ cu cea obținută cu semnalul pseudoaleator binar de tip 2 sunt trasate în figura 3.3.6.

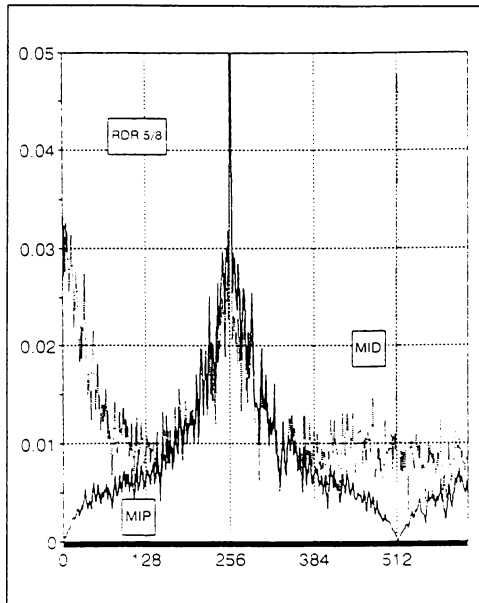


Figura 3.3.5.

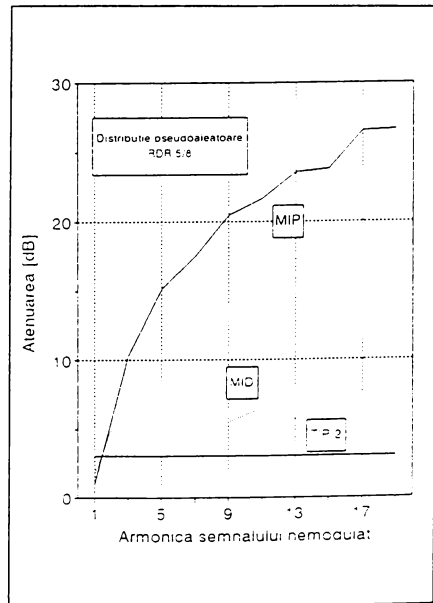


Figura 3.3.6.

3.4. Determinări experimentale

3.4.1. Generarea software a semnalului modulator

Pentru verificarea practică a rezultatelor obținute prin simulare numerică în subcapitolele 3.1.-3.3. am realizat un stand pentru măsurarea componentelor spectrale ale trenului de impulsuri dreptunghiulare modulat.

Schema-bloc a standului de măsurare este prezentată în figura 3.4.1.

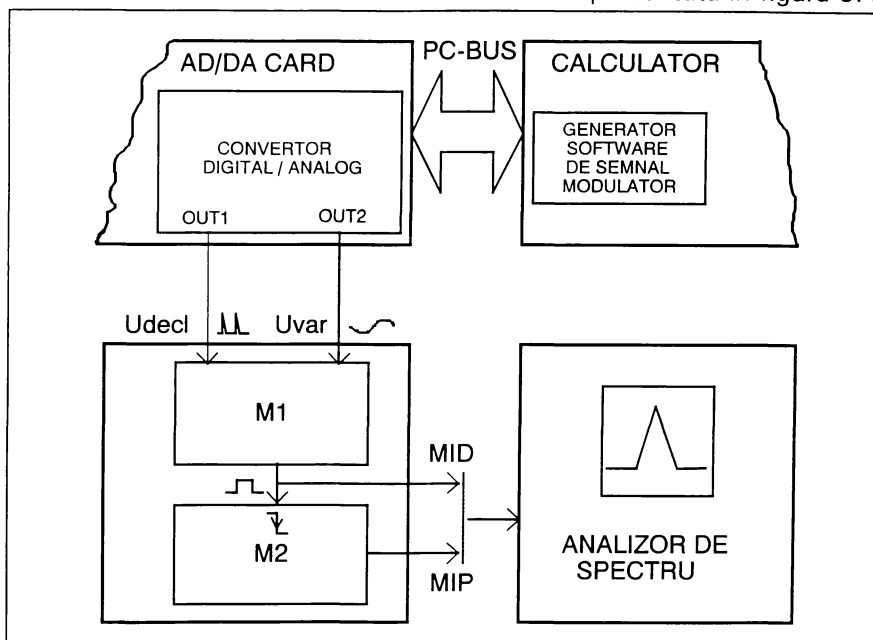


Figura 3.4.1.

a) *Calculatorul* este compatibil IBM-PC. *Programul de generare a semnalului modulator* este scris în limbaj Pascal. Biblioteca de proceduri și funcții utilizate pentru generarea funcțiilor modatoare și a secvențelor cvasialeatoare și pseudoaleatoare este realizată de autor și este prezentată selectiv în Anexa 1. Pentru uniformizarea duratei ciclurilor de scriere a datelor, programul calculează inițial secvența de valori corespunzătoare tipului de semnal modulator dorit și trimite datele ciclic la porturile convertorului digital/analogic.

b) *Convertorul digital/analogic* cu două canale de ieșire este o secțiune a unui modul de achiziție de date pe magistrala PC, *ADA 1100*, produs de firma *Real Time Devices* (SUA). Caracteristicile principale ale secțiunii de ieșiri analogice sunt, conform manualului de utilizare, următoarele:

- două ieșiri analogice cu posibilitate de comandă sincronă;

- rezoluția convertorului digital-analogic : 12 biți;
- domeniul tensiunii de ieșire : 0 - 10 V;
- timpul de stabilizare : max. 3.3 μ s;
- precizie relativă : max. ± 1 bit;
- neliniaritate : max. ± 1 bit.

c) *Analizorul de spectru* este de Hewlett Packard, cu un modul de intrare de joasă frecvență (0 - 300 kHz), de tip 8556A.

d) *Modulatorul de impulsuri* este realizare proprie a autorului; este format în principal din două circuite basculante monostabile:

M1 este un convertor tensiune-durată declanșat (sincronizat) cu semnalul U_{deci} generat pe ieșirea OUT, a CDA; acest semnal are frecvență fixă și determină frecvența trenului de impulsuri nemodulat. Alternativ, declanșarea poate fi asigurată de un semnal de ceas furnizat de modulul ADA 1100 prin divizarea (programabilă) a frecvenței cuarțului propriu (5 MHz).

Impulsul de ieșire - pozitiv - are frecvența semnalului de declanșare, iar durata $\tau(M1)$ funcție de nivelul momentan al tensiunii U_{var} . Semnalul de ieșire este trenul de impulsuri modulat în durată (MID).

Practic, circuitul monostabil este construit cu un dublu comparator integrat β CLB 2711, cu o rețea de reacție RC. Acest fapt conduce la o caracteristică de conversie neliniară, care, cumulată cu cea a convertorului digital-analogic, determină caracteristica globală de conversie valoare numerică - durată determinată experimental și trasată în figura 3.4.2. Pentru deviația maximă de durată stabilită anterior în acest subcapitol și utilizată în simularea

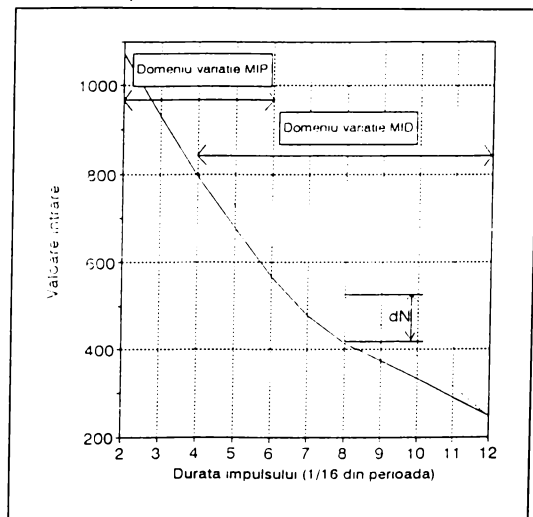


Figura 3.4.2.

numerică, neliniaritatea este mare, ajungând la $dN/N = 0.2$. Aceasta a impus o operație suplimentară de liniarizare - prin program - prin recalcularea secvențelor de numere generate.

- M2 este un monostabil de durată fixă, ajustabilă la jumătate din perioada elementară pentru realizarea unui factor de umplere 0,5 - ,

declanșat cu frontul descendent al semnalului de ieșire al monostabilului M1. Prin stabilirea domeniului de variație a duratei $\tau(M1)$, declanșarea M2 se face cu un defazaj variabil față de semnalul de sincronizare U_{decl} , deci la ieșire se obține un tren de impulsuri de durată și perioadă de repetiție constantă, modulată în poziție (MIP).

Pe domeniul de variație a tesionii de comandă a modulatorului pentru deviația de poziție stabilită în capitolul de față, caracteristica este suficient de liniară ($dN/N < 0.01$), astfel încât nu este necesară o operație suplimentară de liniarizare.

Practic, monostabilul este realizat cu un circuit integrat $\beta\text{CDB 4121}$ cu rețea RC ajustabilă.

Pe ieșirile modulatorului s-au intercalat porți LS-TTL care asigură uniformitatea amplitudinii, palierului și duratei frontului impulsurilor.

Utilizând standul prezentat anterior s-au determinat spectrele de frecvență pentru diferite tipuri de modulație. În realizarea măsurărilor am avut în vedere următoarele aspecte:

- Deși problemele de compatibilitate electromagnetică apar în special la frecvențe mari, determinările experimentale au fost realizate cu *semnal dreptunghiular cu frecvența 10 kHz*. Aspectul spectrului și valorile atenuărilor introduse sunt dependente teoretic doar de ordinul armonicii, astfel încât rezultatele evidențiază proporțional efectul modulației; în plus, se evită suprapunerea altor cauze care își fac simțită prezența la frecvențe înalte (durata finită a fronturilor, banda limitată a componentelor, impedanțe parazite, neadaptări). De asemenea, valoarea redusă a frecvenței este impusă de durata ciclului generării soft a semnalului.

- Pentru uniformitatea măsurărilor s-a utilizat frecvența de repetiție a semnalului modulator egală cu $f/256 \approx 39$ Hz, corespunzătoare unei secvențe de 256 de valori (determinate sau aleatoare).

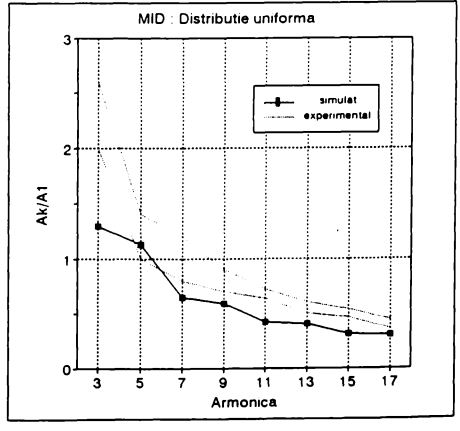
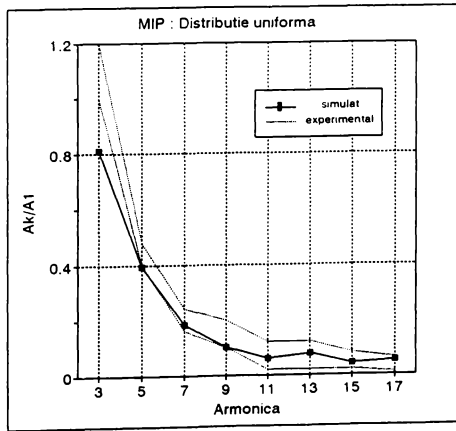
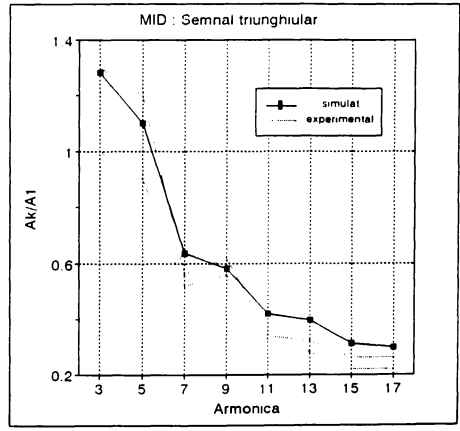
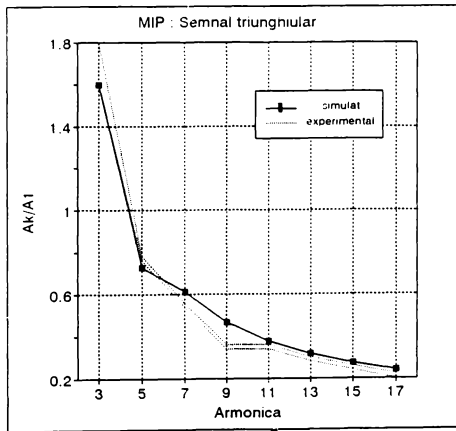
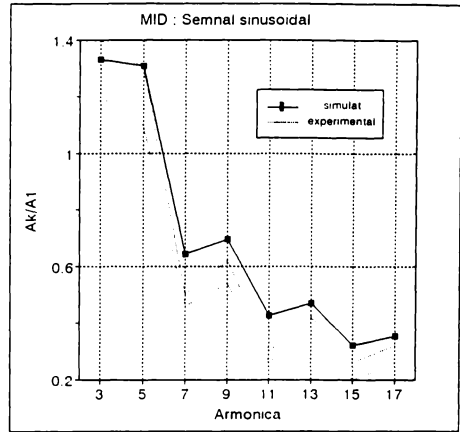
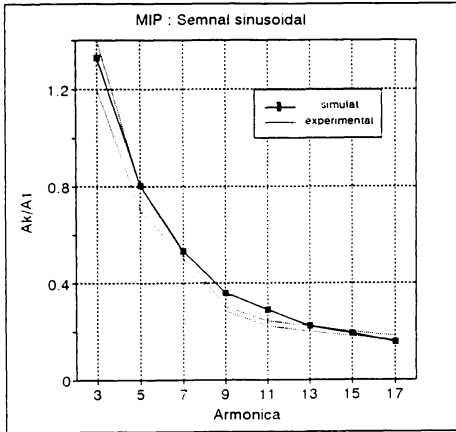
- Pentru determinarea amplitudinii individuale a componentelor spectrale ale semnalului, s-a utilizat banda de intrare a analizorului de spectru de 30 Hz și scanare manuală.

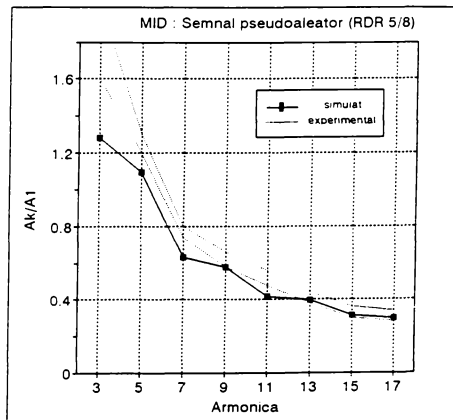
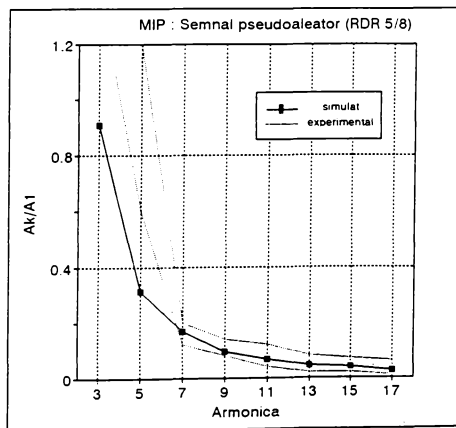
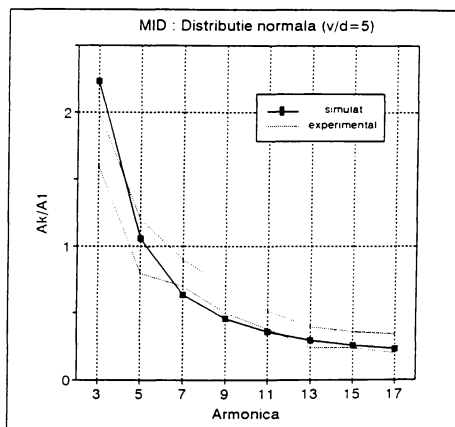
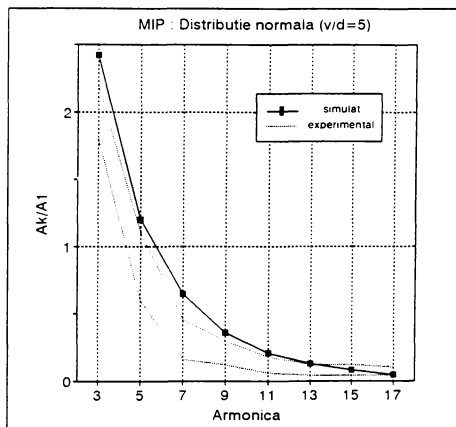
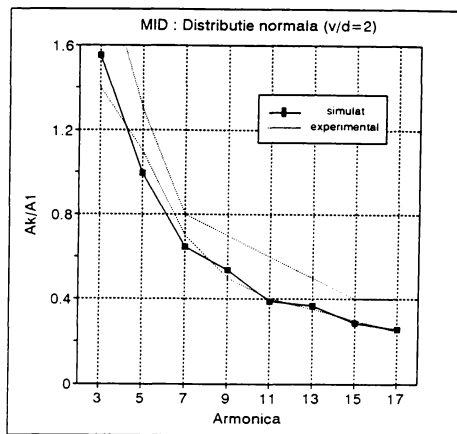
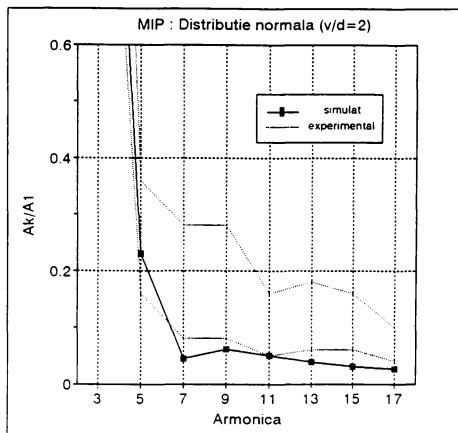
Rezultatele sunt ilustrate în diagramele prezentate în continuare, cu următoarele precizări:

- Curbele reprezintă înfășurătoarea normată a spectrului evidențiat pe ecranul spectrometrului.

- Mărimea reprezentată este amplitudinea armonice curente raportată la armonica întâi, exprimată în diviziuni ale scalei; armonica fundamentală are valoare maximă (8) nu este reprezentată, deoarece are valoare fixă și produce o disproporționare a imaginii.

- Precizia măsurării este diminuată de: imperfecțiunea semnalului generat (abaterea de la frontul ideal și de la factorul de umplere 0.5); neliniaritatea conversiei digital-analogice; imprecizia calibrării sistemului (domeniul de





variație, deviația maximă, liniarizare); distorsionări ale semnalului din cauza elementelor circuitului de măsurare; nesincronismul perioadei elementare cu perioada de modificare a valorii semnalului modulator; apariția unor componente spectrale suplimentare datorate salturilor relativ mari ale semnalului modulator de tip aleator.

- Incertitudinea citirii pe ecran și neconstanța în timp a valorii măsurate (în special pentru semnalele de tip aleator) impun stabilirea rezultatului măsurărilor ca un interval acoperitor în care variază amplitudinea maximă pe durata măsurării.

- Curbele determinate prin simulare sunt marcate cu linie continuă, iar limitele domeniului de variație ale valorii determinate experimental sunt marcate punctat.

- În cazul modulației cu semnal determinist (sinusoidal și triunghiular), s-a avut în vedere aspectul de clopot al spectrului în vecinătatea frecvențelor armonicilor centrale (subcapitolul 3.1.). Acest aspect este confirmat de măsurări; pentru exemplificare, în figura 3.4.3. este prezentată „copia” imaginii de pe ecranul analizorului a spectrului semnalului MIP cu semnal triunghiular în vecinătatea armoniciei de ordin 9. Pentru aceste situații, s-a reprezentat valoarea amplitudinii maxime din vecinătatea armoniciei centrale.

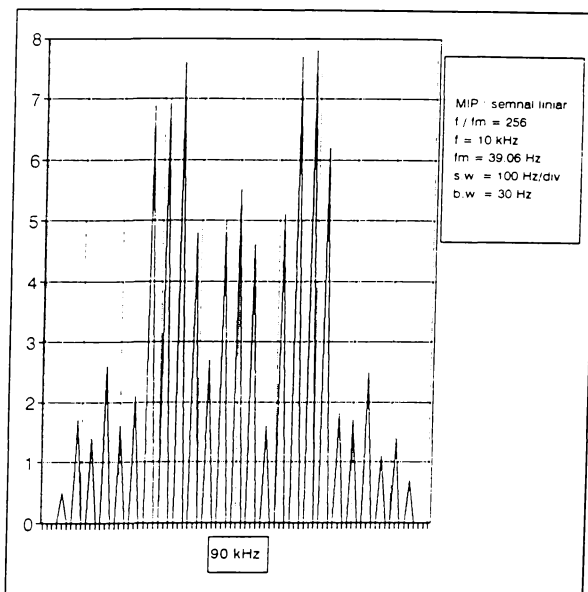


Figura 3.4.3.

- În cazul secvențelor modulatorie cvasialeatoare, valorile teoretice (obținute prin simulare numerică) ale amplitudinilor au fost calculate prin medierea rezultatelor a trei secvențe diferite, iar domeniul de variație al valorilor experimentale a fost stabilit prin reuniunea domeniilor de variație în cazul a trei secvențe diferite.

Pe baza măsurărilor efectuate se pot trage următoarele concluzii:

- În toate cazurile studiate, armonica fundamentală - baza de normare pentru curbele trasate - determinată experimental confirmă cu o aproximație mai bună de 10% valoarea determinată prin simulare numerică. Astfel, graficele oferă direct o imagine comparativă a spectrului teoretic (simulat) și

măsurat (experimental).

- În general, având în vedere condițiile de efectuare a măsurărilor, acestea verifică satisfăcător simularea numerică, astfel încât curbele de atenuare a armonicelor semnalului nemodulat stabilite teoretic se suprapun cu o bună aproximație. O abatere mai mare se remarcă în cazul MID, justificată prin domeniul mai larg de variație a semnalului modulator pe caracteristica de conversie insuficient liniarizată și de o oarecare instabilitate a valorii duratei impulsului spre limita superioară de variație.

- Domeniul de variație a valorii măsurate este considerabil mai larg în cazul modulației cu semnale de tip aleator (în special pentru distribuția normală). De asemenea, se confirmă aspectul zgomotos rezultat prin simulare pe calculator al spectrului acestor semnale, datorat în special spectrului bogat al semnalului modulator.

- În cazul distribuției normale se remarcă restrângerea domeniului de variație prin creșterea raportului v/σ (de la 2 la 5), pe seama reducerii numărului de valori foarte probabile generate și a aglomerării acestora spre media statistică a semnalului modulator.

3.4.2.Registrul de deplasare cu reacție

Pentru verificarea experimentală a spectrului teoretic (simulat) al semnalelor pseudoaleatoare de tip 1 și 2 (binar, fără conversie numeric-analogică) am realizat măsurările în două configurații, diferind prin modul practic de generare:

- în configurația utilizată și în celelalte cazuri, semnalul generat de calculator fiind adus direct la analizorul de spectru (generator software);
- prin construirea unui generator de secvențe pseudoaleatoare cu registrul de deplasare cu reacție, conform schemei de principiu din figura 3.3.2. și a formelor de undă din figura 3.3.3. (generator autonom).

Rezultatele măsurărilor, reprezentate grafic separat pentru cele două configurații în figura 3.4.4., evidențiază apropierea comportării generatorului autonom în mai mare măsură de rezultatele teoretice (simulate) decât cea a generatorului software, fapt justificat prin înlăturarea modulatorului cu monostabile, principalul element producător de erori. Intervalele de variație a amplitudinilor raportate maxime ale armonicelor pentru cele două tipuri de semnale sunt aproape identice și sunt prezentate prin reuniune, punctat, pe grafic. Evident, se ține seama de atenuările diferite, de 6 dB, respectiv 3 dB, introduse de cele două tipuri de semnale.

În cazul generatorului autonom, rezultatele experimentale sunt evidențiate numai pentru semnalul de tip 1. Pentru semnalul de tip 2 rezultatele experimentale se suprapun practic peste cele determinate teoretic, astfel că nu am considerat utilă o reprezentare grafică separată.

Schema electronică de principiu a generatorului autonom de secvențe

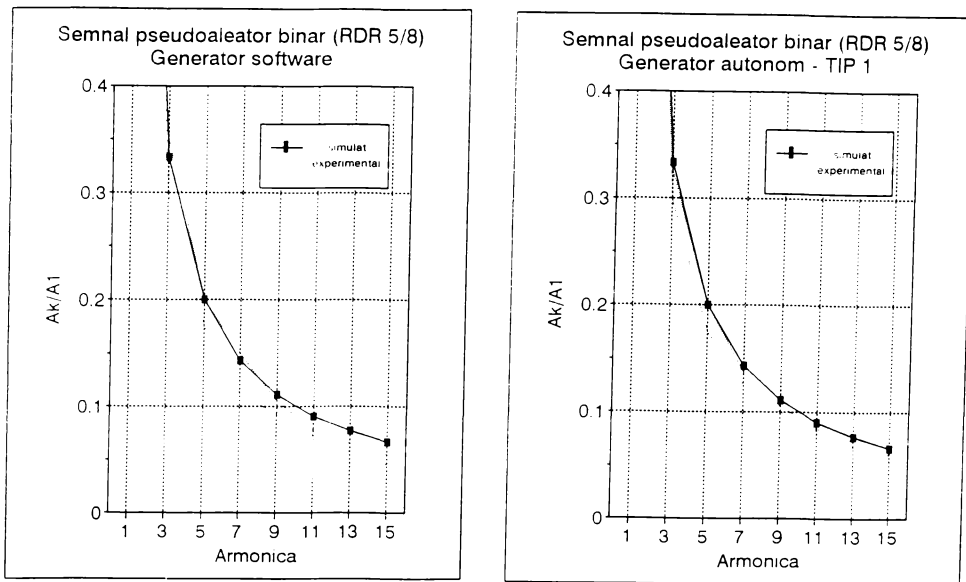


Figura 3.4.4.

pseudoaleatoare, precum și formele de undă ale principalelor semnale sunt prezentate în Anexa 2. Având în vedere modul particular de generare a semnalelor corespunzătoare valorilor logice, frecvența semnalului de ieșire este divizată cu 2, deci se impune utilizarea unui semnal de ceas de intrare cu frecvență dublă.

3.5. Concluzii

În capitolul de față autorul a abordat problema modulației semnalului dreptunghiular din punctul de vedere al asigurării compatibilității electromagnetice. În acest sens, am stabilit prin simulare pe calculator și am verificat experimental influența modulației în poziție și în durată a trenurilor de impulsuri asupra spectrului acestora, utilizând două tipuri de semnale modulatorie:

- semnale deterministe, periodice, descrise prin funcții matematice;
- semnale aleatoare (cvasi- și pseudo-), aplicate sub formă de secvențe finite, repetate.

Rezultatul principal este atenuarea componentelor spectrale ale semnalului nemodulat pe seama îmbogățirii spectrului în armonice intermediare de amplitudine nenulă. Energia semnalului inițial se repartizează (se „împrăștie”) în benzi laterale a căror lățime depinde de forma semnalului modulator și de parametrii de modulație.

Spre deosebire de capitolul 2, formele de undă modulatorie nu permit o determinare a spectrului pe cale analitică, astfel încât determinările teoretice s-au realizat prin simulare numerică pe calculator și au fost verificate prin determinări experimentale. Curbele de atenuare a armonicilor semnalului nemodulat pentru cele două tipuri de modulație, pentru câteva semnale modulatorie sunt trasate în figurile 3.5.1. și 3.5.2.

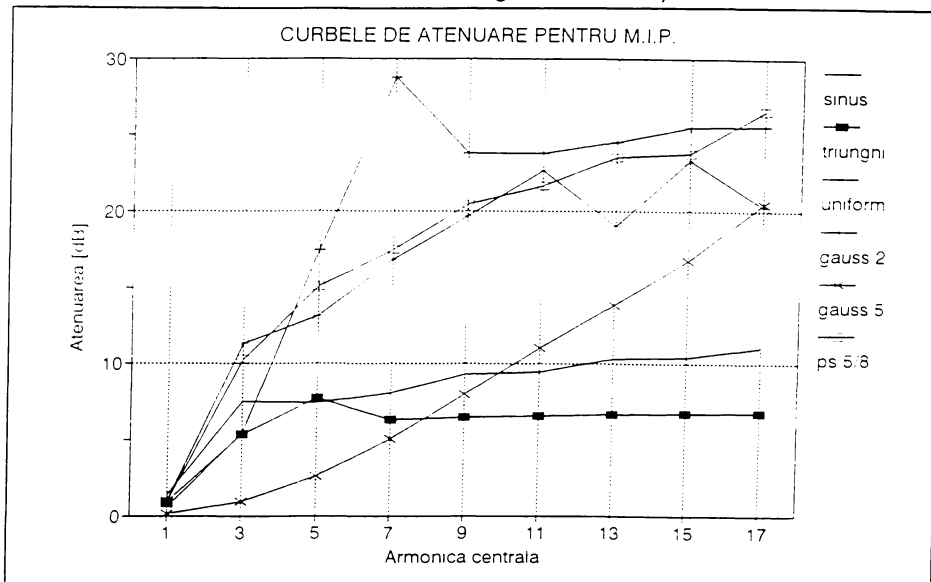


Figura 3.5.1.

Pe marginea graficelor centralizatoare se pot nota următoarele concluzii și observații:

- Cele două tipuri de modulație păstrează perioada elementară constantă.
- Modulația în durată oferă o atenuare aproximativ constantă de 6 dB (înjumătățire) pentru armonicile semnificative (impare) ale semnalului nemodulat și conduce la apariția de armonice pare nenule, al căror nivel se înscrie pe înfășurătoarea celor impare; în rest, armonicile intermediare sunt de amplitudini ne semnificative. De asemenea, MID oferă avantajul conservării poziției unui front în cadrul perioadei elementare, ceea ce este util în situația sincronizării unor circuite sau ramuri diferite.
- Modulația în poziție determină atenuări ale armonicilor superior până la 10 dB pentru semnal modulator determinist și peste 20 dB pentru semnal aleator. În jurul armonicilor centrale impare se creează o bandă de armonici semnificative (până la 15% din armonica centrală); prezența acestora influențează măsurarea spectrului în cazul utilizării unui receptor de măsură cu bandă mai largă decât ecartul armonicilor (frecvența semnalului modulator) sau favorizează rezonanța unor circuite oscilante parazite cu

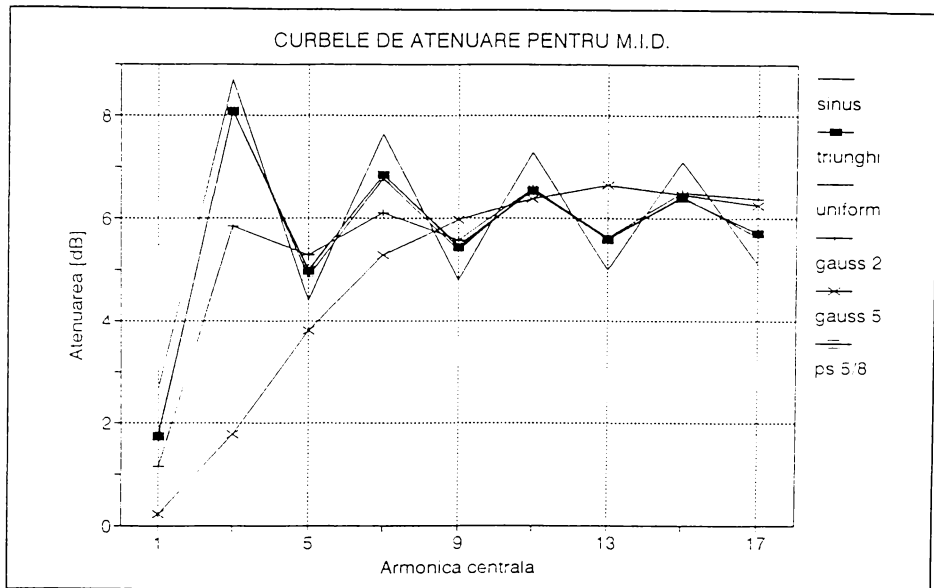


Figura 3.5.2.

factor de calitate redus.

- Valorile atenuărilor (comparate și cu cele prezentate în figura 2.5.1.) recomandă modulația ca o metodă posibilă de ameliorare a spectrului impulsurilor în situațiile în care nu este convenabilă (tehnic sau economic) alte metodă (controlul fronturilor).

- Utilizarea secvențelor de tip aleator conduce la lărgirea benzilor laterale în jurul armonicelor centrale și oferă spectrului un aspect „zgomotos”, datorat tranzițiilor dese și neuniforme ale semnalului modulator.

- Soluția modulației semnalului dreptunghiular devine eficientă dacă întregul circuit este integrat într-un generator de semnal (de exemplu de ceas, deci nu mărește aria ocupată și numărul de componente și de trasee, devenind sursă potențială alte probleme de compatibilitate electromagnetică (chiar mai grave decât cele pe care le-ar rezolva). De asemenea o astfel de soluție se pretează în cazul stabilirii prin program a timing-ului semnalului de sincronizare (de ceas) pentru magistrale interne (de exemplu I²C).

- Modulația cu semnal pseudoaleator reprezintă o soluție de ameliorare a spectrului relativ simplu de pus în practică.

Un semnal pseudoaleator de tip 2, care este de fapt o modulație simplificată în poziție a semnalului inițial de ceas, asigură o atenuare constantă de 3 dB cu o schemă exclusiv numerică, independentă de alte semnale, ușor integrabilă, cu inconvenientul înjumătățirii frecvenței de intrare.

CAPITOLUL 4 CONSIDERAȚII FINALE ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE

Lucrarea de față sintetizează unele preocupări teoretice și practice ale autorului în domeniul compatibilității electromagnetice, preocupări rezultate în urma experienței acumulate în proiectarea, dezvoltarea, producerea și exploatarea echipamentelor digitale, a sistemelor de achiziție de date.

Tratarea fenomenelor abordate în lucrare își are originea în problemele de natură perturbativă apărute în transferul datelor pe magistralele interne ale sistemelor numerice ([47], [48]) și în comunicația dintre subsistemele distribuite de culegere a datelor ([49], [50]), aprofundarea teoretică urmărind, alături de rezolvarea concretă a situațiilor, generalizarea unor rezultate și stabilirea și/sau dezvoltarea unor principii generale aplicabile în asigurarea compatibilității electromagnetice. Elaborarea acestei lucrări se înscrie pe linia intenției autorului de a aduce cerințele de compatibilitate în atenția proiectanților de sisteme electronice încă din faza de proiectare, de a conștientiza producătorii de necesitatea măsurilor de **limitare a emisiei de perturbații** simultan cu cele de protecție la perturbații exterioare ([51], [53], [56]).

Problemele de compatibilitate abordate în lucrare au ca numitor comun **frecvența semnalului**, considerată de autor ca un factor de maximă importanță în stabilirea nivelului emisiei electromagnetice; acest mod de abordare conduce - în concepția autorului - la concluzia că respectarea normelor de compatibilitate impune, în contextul dezvoltării tehnologiilor și al creșterii considerabile a vitezelor de lucru în dispozitivele și echipamentele numerice, **controlul spectrului de frecvență** al semnalelor vehiculate prin identificarea parametrilor critici și a elementelor care îl determină.

Autorul aduce contribuții originale în **dezvoltarea și aplicarea** unor idei și rezultate din sursele bibliografice menționate în domeniul compatibilității electromagnetice și promovează câteva **modalități de abordare și soluții originale** în studiul și ameliorarea spectrului de frecvență al semnalelor din sistemele digitale.

În capitolul 1, subcapitolul 1.3. este dedicat corelării emisiei datorate curenților de mod comun cu spectrul de frecvență al semnalelor care îi cauzează. Se acordă atenție mecanismului de apariție a semnalului de mod comun din cauza tranzițiilor porților logice și în situația transmisiei datelor pe linii simetrice. O contribuție originală a autorului este stabilirea relației (1.3.2) care exprimă dependența curentului de mod comun de pe o linie simetrică, pe de o parte de impedanțele sistemului (inclusiv parazite), implicit de frecvența semnalului, iar pe de altă parte de dezechilibrele relative (abaterea de la simetrie) ale elementelor participante la transmiterea datelor.

Subcapitolul 1.4. dezvoltă teoria inductivităților parțiale ale segmentelor

buclelor de circuit - relațiile (1.4.2), (1.4.3) - în scopul determinării efectului inductivității traseelor și terminalelor componentelor în comportarea în frecvență a circuitelor. O contribuție originală este dezvoltarea aplicațiilor din paragraful 1.4.3.:

- utilizarea relațiilor menționate anterior în calculul numeric al inductivității unui traseu de circuit imprimat pe baza modelului descompunerii în filamente;
- evaluarea eficienței decuplării în radiofrecvență a alimentării circuitelor digitale cu o pereche de condensatoare descrisă printr-un model care ține cont de inductivitățile proprii și mutuale.

Capitolul 2 este dedicat analizei spectrale a semnalelor cvasidreptunghiulare și prezintă în cea mai mare parte rezultate proprii ale autorului. Modul de abordare unitar al unei familii de semnale uzuale ca și cazuri particulare ale semnalului trapezoidal este original. De asemenea, expresia analitică de calcul a amplitudinilor componentelor spectrale ale semnalului trapezoidal în cazul general (relația (2.3.2)) reprezintă un rezultat original al autorului. Un rezultat util este corelarea grafică a spectrului semnalelor numerice generate de circuite de tehnologii uzuale la limita superioară a parametrilor dinamici prevăzuți de producători cu limele impuse de normele de compatibilitate electromagnetică (figurile 2.3.6. și 2.3.7.).

În intenția de a extinde aria de aplicare a relației (2.3.2), autorul elaborează o metodă numerică proprie (ilustrată în figura 2.3.11.) de echivalare spectrală parțială a semnalelor exponențiale cu cele trapezoidale

Subcapitolul 2.4. este materializarea ideii autorului de a analiza și cuantifica influența parametrilor semnalului cvasidreptunghiular asupra spectrului: durata și forma fronturilor, factorul de umplere, defazajul fronturilor. Evaluările matematice sunt finalizate prin relațiile (2.4.1) - (2.4.3) de determinare analitică a componentelor spectrale pentru diferite forme de variație a frontului semnalului. Paragraful 2.4.4. este dezvoltarea unor rezultate anterioare ([34]) și reprezintă o extensie teoretică originală, concretizată prin relațiile (2.4.5) și (2.4.6), a analizei spectrale asupra semnalului obținut prin derivarea celui cvasidreptunghiular (de exemplu: curentul de mod comun).

Capitolul 3 prezintă soluția modulației impulsurilor în vederea ameliorării spectrului. În paragraful 3.1.2. autorul dezvoltă într-o formă proprie o soluție de modulație a impulsurilor în frecvență, prezentată în [24]. În acest sens, determină un număr de semnale de modulație descriabile analitic și verifică prin simulare numerică și experimental efectul acestora asupra modificării formei spectrului în sensul reducerii amplitudinilor componentelor spectrale. În vederea simulării numerice, autorul definește (relația 3.1.1) și implementează software matricea zerourilor, ca instrument de calcul a componentelor spectrale ale semnalelor digitale.

Paragrafele 3.1.3. și 3.1.4. sunt originale și se referă la simularea numerică a ameliorării spectrului trenurilor de impulsuri prin modulația

acestora în durată și în poziție, utilizând ca semnal modulator formele de undă determinate în paragraful anterior.

Subcapitolele 3.2 și 3.3. sunt în totalitate originale și cuprind rezultatele simulării numerice a modulației impulsurilor dreptunghiulare cu semnale nedeterminate. Unele rezultate originale din aceste subcapitole prezente fac obiectul unor comunicări prezentate în manifestări științifice din țară ([40], [41], [55], [57]) Curbele de atenuare prezentate pe parcursul celor două subcapitole și confirmate ulterior experimental evidențiază eficiența utilizării semnalelor aleatoare în ameliorarea spectrului semnalului rezultat.

Subcapitolul 3.2. extinde metoda modulației impulsurilor în durată și în poziție în aria semnalelor modulatoriale aleatoare, generate numeric după o lege statistică dată și convertite analogic. Generatorul software de numere aleatoare este realizarea autorului și este implementat în limbaj PASCAL prin transformarea funcției de repartiție cvasiuniforme interne a mediului de programare în funcții de repartiție de lege stabilită (uniformă, binomială, normală) după un algoritm propriu, ilustrat în figura 3.2.1.

Subcapitolul 3.3. promovează ideea utilizării semnalului pseudoaleator pentru modulația trenurilor de impulsuri, ca o soluție de compromis între semnalul determinist periodic și semnalul pur aleator. Autorul generează secvențele pseudoaleatoare cu un registru de deplasare cu reacție; semnalul de ieșire este utilizat atât convertit analogic în semnal modulator, cât și binar, ca tren de impulsuri cu spectrul atenuat.

Subcapitolul 3.4. este afectat prezentării standului experimental și a măsurătorilor efectuate de autor pentru verificarea experimentală a rezultatelor simulării numerice din subcapitolele anterioare. Standul de măsurare cuprinde un modulator de impulsuri în poziție și în durată de construcție proprie. De asemenea, generatorul de secvențe pseudoaleatoare descris în paragraful 3.4.2. și în anexă este o realizare proprie a autorului.

În afara aspectelor prezentate, o realizare proprie a autorului este biblioteca de funcții și proceduri PASCAL pentru analiza spectrală a semnalelor, completată cu o serie de funcții de conversie și reprezentare grafică a rezultatelor, utile în elaborarea lucrării.

Trebuie menționat că pentru toate determinările (simulările) numerice și reprezentările grafice (cu excepția celor menționate explicit) autorul a utilizat resursele oferite de produsele software Borland TurboPascal' 6.0 și Quattro' Pro 3.0.

Având în vedere accentul care se pune pe respectarea reglementărilor internaționale de compatibilitate electromagnetică și preocuparea pentru asigurarea acestui fapt în condiții de cost cât mai scăzut, rezultatele prezentate în lucrare vor fi dezvoltate în sensul găsirii de metode cât mai eficiente de reducere a emisiei electromagnetice a produselor electronice destinate pieței.

BIBLIOGRAFIE

- [1] EN 50081 – Electromagnetic compatibility – Generic emission standard
Part 1: Residential, commercial and light industry
Part 2: Industrial environment
- [2] EN 60555 – Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar electrical equipment
Part 1: Definitions
Part 2: Harmonics
Part 3: Voltage fluctuations
- [3] CISPR 11 – Limits and methods of measurement of electromagnetic disturbance characteristics of industrial, scientific and medical (ISM) radio – frequency equipment
- [4] CISPR 13 – Limits and methods of measurement of radio interference of sound and television broadcast receivers and associated equipment
- [5] CISPR 14 – Limits and methods of measurement of radio interference of household electrical appliances, portable tools and similar apparatus.
- [6] CISPR 15 – Limits and methods of measurement of radio interference of fluorescent lamps and luminaires
- [7] CISPR 22 – Limits and methods of measurement of radio interference of information technology equipment
- [8] Barrow, J., *Avoiding Ground Problems in High-Speed Circuits*, RF Design, July 1989
- [9] Beu, T.A., *Analiză numerică în TurboPascal*, Editura Microinformatica, Cluj, 1992
- [10] Breed, G.A., *Notes on Power Supply Decoupling*, RF Design, October 1993
- [11] Brewer, R.W., *Suppress EMI/RFI from the Ground up*, Electronic Design, 28 March 1991
- [12] Ciugudean, M. ș.a. *Circuite integrate liniare. Aplicații*, Editura Facla, Timișoara, 1986
- [13] Conrad, M., *Clock Distribution Simplified with IDT Guaranteed Skew Clock Drivers*, IDT High-Speed CMOS Logic Design Guide, Integrated Device Technology, 1993
- [14] Cooperstein, B., *EMC Design Techniques for Printed Circuit Boards*, RF Design, June 1991
- [15] Daijavad, S., Heeb, H., *On the Effectiveness of Decoupling Capacitors in Reducing EM Radiation from PCBs*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Dallas, 9 – 13 August 1993
- [16] Das, S.K., Smith, W.T., Paul, C.R., *Radiated Emissions of Interconnect Cables*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, California, 17 – 21 August 1992
- [17] Dockey, W.D., German, R.F., *New Techniques for Reducing Printed Circuit Board Common – Mode Radiation*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Dallas, 9 – 13 August 1993
- [18] Drewniak, J.L. ș.a., *Diagnosing and Modeling Common-Mode Radiation from Printed Circuit Boards with Attached Cables*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Atlanta, 14 – 18 August 1995

- [19] Drewniak, J.L. ș.a., *Investigation of Fundamental Mechanisms of Common-Mode Radiation from Printed Circuit Boards with Attached Cables*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, 22 – 26 August 1994
- [20] Gavenda, J.D., *Measured Effectiveness of a Toroid Choke in Reducing Common – Mode Current*, IEEE National Symposium on Electromagnetic Compatibility, Denver, 23-25 May 1989
- [21] Goulette, R.R., *The Measurement of Radiated Emissions from Integrated Circuits*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, California, 17 – 21 August 1992
- [22] Gravelle, L.B., Wilson, P.F., *EMI/EMC in Printed Circuit Boards – A Literature Overview*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.34, No.2, May 1992
- [23] Han, F., Zhang, L., *Radiation Characteristics of Transmission Line in PCBs*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Atlanta, 14 – 18 August 1995
- [24] Hardin, K.B., Fessler, J.T., Bush, D.R., *Spread Spectrum Clock Generation for the Reduction of Radiated Emissions*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, 22 – 26 August 1994
- [25] Hubing, T.H., Van Doren, T.P., Drewniak, J.L., *Identifying and Quantifying Printed Circuit Board Inductance*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, 22 – 26 August 1994
- [26] Ignea, A., *Măsurări și teste în compatibilitatea electromagnetică*, Editura Waldpress, Timișoara, 1996
- [27] Joffe, E.B., Axelrod, A., *On the Benefits (If Any) of Twisting in Reducing Radiated Emissions from Two – Wire Cables*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, 22 – 26 August 1994
- [28] Kec, W., *Complemente de matematici cu aplicații în tehnică*, Editura tehnică, București, 1981
- [29] Kodical, S., *Simultaneous Switching Noise*, IDT High-Speed CMOS Logic Design Guide, Integrated Device Technology, 1993
- [30] Leferink, F.B.J., Van Doorn, M.J.C.M., *Inductance of Printed Circuit Board Ground Planes*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Dallas, 9 – 13 August 1993
- [31] McCune, E., *Ground – current control enhances dynamic range in high – speed circuits*, EDN, 19 January 1995
- [32] Mihăescu, A., *Teoria statistică a transmisiunii informației*, Universitatea „Politehnica” Timișoara, 1995
- [33] Naicu, Ș., *Sisteme de transmisie cu spectru împrăștiat*, TELECOM Romania, Nr.2/1997
- [34] Nave, M.J., *The Effect of Duty Cycle on SMPS Common Mode Emissions*, IEEE National Symposium on Electromagnetic Compatibility, Denver, 23-25 May 1989
- [35] Paul, C.R., *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, Wiley Interscience, Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, 1992
- [36] Paul, C.R., *A Comparison of the Contributions of Common – Mode and Differential – Mode Currents in Radiated Emissions*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.31, No.2, May 1989

- [37] Paul,C.R., *Effectiveness of Multiply Decoupling Capacitors*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.34, No.2, May 1992
- [38] Paul,C.R., *The Concept of Dominant Effect in EMC*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.34, No.3, August 1992
- [39] Policec,A., *Tehnica modernă a comunicațiilor*, I.P.T.V.Timișoara, 1982-1984
- [40] Policec,A.,Rochian,D.V., *Utilizarea semnalelor aleatoare pentru reducerea emisiei electromagnetice*, Simpozionul de Electronică Aplicată, Universitatea Tehnică Cluj-Napoca septembrie 1997 (propus)
- [41] Policec,A.,Rochian,D.V., *Împrăștierea spectrului prin utilizarea semnalelor pseudo-aleatoare*, Universitatea „Politehnica” din Timișoara, 1997 (propus)
- [42] Pop,E., Nafornită,I., Tiponut,V., Mihăescu,A., Toma,L., *Metode în prelucrarea numerică a semnalelor, Volumul I*, Editura Facla, Timișoara, 1986
- [43] Preda,M., Cristea,P., Spinei,F., *Bazele electrotehnicii*, Editura didactică și pedagogică, București, 1980
- [44] Pritchard,R.C., Smith,D.C., *A Comparison of the Susceptibility Performance of Shielded and Unshielded Twisted Pair Cable for Data Transmission*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, California, 17 – 21 August 1992
- [45] Radu,S., *Introducere în compatibilitate electromagnetică*, Editura “Gh.Asachi”, Iași, 1995
- [46] Rochian,D.V., *Influența fluctuațiilor tensiunii rețelei asupra funcționării echipamentelor periferice*, Raport tehnic F.M.E.C.T.C.Timișoara, 1987
- [47] Rochian,D.V., *Reducerea perturbațiilor pe cablurile de transmisie paralelă*, Raport tehnic F.M.E.C.T.C.Timișoara, 1988
- [48] Rochian,D.V., *Asupra posibilității de mărire a vitezei convertoarelor analog-numerice*, Buletinul de creație tehnico-științifică „Tehnic 2000”, nr.5/1989
- [49] Rochian,D.V., *Prelucrarea rezultatelor și corecția erorilor. Influența frecvenței de tact în Proiectul „Modul de diagnosticare medicală”*, DATATIM S.A. Timișoara, 1991
- [50] Rochian,D.V., *Imunitatea electromagnetică. Standarde internaționale*, Referat 1 în vederea pregătirii tezei de doctorat, Universitatea tehnică Timișoara, 1993
- [51] Rochian,D.V.,Năznea,S., *Reducerea perturbațiilor pe liniile de comunicare*, în Raport la Contractul 9324/1993 „Terminal industrial programabil”, DATATIM S.A. Timișoara, 1993
- [52] Rochian,D.V., *Compatibilitate electromagnetică. Aspecte ale emisiei electromagnetice*, Referat 2 în vederea pregătirii tezei de doctorat, Universitatea tehnică Timișoara, 1994
- [53] Rochian,D.V.,Băcioiu,C., *Influența funcționării sistemelor digitale din proximitate asupra calității recepției TV*, Raport tehnic DATATIM S.A.Timișoara, 1995
- [54] Rochian,D.V.,Băcioiu,C., *Testor de susceptibilitate cu generator pseudo-aleator*, Proiect DATATIM S.A, 1996
- [55] Rochian,D.V., *Reducerea emisiei electromagnetice prin împrăștierea spectrului semnalului*, Buletinul Științific al Universității „Politehnica” din Timișoara, Tom 42 (56), Fascicula 1, 1997 (propus)
- [56] Rochian,D.V., *Compatibilitatea electromagnetică - un alt mod de abordare a transmisiei de date*, Revista „TELECOM Romania”, Nr.2/1997

-
- [57] Rochian,D.V., *Asupra posibilității de reducere a emisiei electromagnetice prin metoda împrăștierii spectrului*, Sesiunea de Comunicări Științifice, Universitatea „Aurel Vlaicu” Arad, 30-31 octombrie 1997 (**propus**)
- [58] Săndulescu,Gh., *Protecția la perturbații în electronica industrială și automatizări*, Colecția Electronică aplicată, Editura tehnică, București, 1985
- [59] Schwab,A.J., *Compatibilitatea electromagnetică*, Editura Tehnică, București, 1996
- [60] Stoica,V., *Transmiterea informației continue*, Institutul Politehnic “Traian Vuia” Timișoara, 1978
- [61] Ștefan,Gh.M., Mureșan,T. ș.a., *Circuite integrate digitale*, Editura didactică și pedagogică, București, 1983
- [62] Van Maurik,R.M., *Potential Common–Mode Currents on the ISDN S and T–Interface Caused by Cable Unbalance*, IEE 8th International Conference on Electromagnetic Compatibility, Edinburgh, 21-24 September 1992
- [63] Vătășescu,A.,Bodea,M. ș.a., *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, Vol.IV, Editura Tehnică, București, 1985
- [64] Wong,L.K.C., *Backplane Connector Radiated Emissions and Shielding Effectiveness*, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, California, 17 – 21 August 1992
- [65] * * * - Microelectronica, Circuite integrate CMOS, Manual de utilizare, Editura tehnică, București, 1986
- [66] * * * - Maxim Integrated Products, Interface Components, Data Sheets, 1993-1996
- [67] * * * - Philips Semiconductors, I²C Peripherals, Data Handbook, 1996
- [68] * * * - Real Time Devices, ADA 1100 User’s Manual, 1989
- [69] * * * - SGS-Thompson Microelectronics, High Speed CMOS, Data Book, 1988
- [70] * * * - Texas Instruments, Interface Circuits, Data Book, 1991

ANEXA 1

**Biblioteca de funcții și proceduri PASCAL pentru calculul armonicilor
semnalelor și de generare a semnalelor și a secvențelor de tip aleator**
- prezentare selectivă -

```

{
Calculul amplitudinii armonicii de ordin <kk> a unui semnal
periodic descris de functia <fct>
}
function armonica(ordin:real;precizie:integer;p,p2,p3,p4:real;fct:functie):real;
var
  iint : integer;
  tmp1,tmp2,increment,xcrt : real;
begin
  tmp1:= 0; tmp2:= 0;
  increment:= p/precizie;
  for iint:= 0 to precizie-1 do
    begin
      xcrt:= increment*(iint+0.5);
      tmp1:= tmp1+(increment*cos(2*ordin*pi*xcrt/p)*(fct(xcrt,p,p2,p3,p4)));
      tmp2:= tmp2+(increment*sin(2*ordin*pi*xcrt/p)*(fct(xcrt,p,p2,p3,p4)));
    end;
  armonica:= (2/)*sqrt(tmp1*tmp1+tmp2*tmp2);
end;

{
Calculul armonicii de ordin <kk> a semnalului trapezoidal
  par1 = tcr1, par2 = tcr2, par3 = dcy
}
function armotrapez(kk,p,par1,par2,par3,par4:real):real;
var arg1,arg2,s1,s2 : real;
begin
  arg1:= par1*kk*pi/p; s1:= sinc(arg1);
  arg2:= par2*kk*pi/p; s2:= sinc(arg2);
  armotrapez:= sqrt(sqr(s1)+sqr(s2)-2*s1*s2*cos(2*kk*pi*par3))/kk/pi;
end;

{
Calculul armonicii de ordin <kk> a semnalului exponential
}
function armoexpo(kk,p,ctmp:real):real;
begin
  if (round(kk) mod 2) = 0 then armoexpo:= 0 else
  armoexpo:= 2/kk/pi/sqrt(1+sqr(2*kk*pi*ctmp/p));
end;

{
Calculul armonicii de ordin kk a trenului de impulsuri descris
de matricea zerourilor <zero>
}
function armopulses(kk,pm:real;zero:zerouri):real;
var
  ii,ij,iimax:integer;
  arg,xx,xx1,xx2:real;
begin

```

```

begin
  arg: = 2 * pi * kk / pm;
  xx1: = 0; xx2: = 0; ii: = 1;
  while (zero[ii + 1] < pm) do
    begin
      xx1: = xx1 - sin(arg * zero[ii]) / arg;
      xx2: = xx2 + cos(arg * zero[ii]) / arg;
      inc(ii);
      xx1: = xx1 + sin(arg * zero[ii]) / arg;
      xx2: = xx2 - cos(arg * zero[ii]) / arg;
      inc(ii);
    end;
  armopulses: = 2 * sqrt(sqr(xx1) + sqr(xx2)) / pm;
end;

{
  Calculul matricii zerourilor <zero> pentru un tren de impulsuri de perioada <p>
  modulat cu un semnal de perioada <pm>
}
procedure solutii(p, pm: real; param1: integer; param2, param3: real; var zero: zerouri);
var
  ii, ij, kp, ik: longint;
  increment, xx, xx1, xx2: real;
begin
  for ii: = 1 to zeromax do zero[ii]: = pm;
  xx1: = 0; xx2: = 0; ij: = 1;
  case param1 of
    1: begin { frecventa }
        zero[ij]: = 0;
        while (zero[ij] < pm) do
          begin
            xx1: = p / 2 / (1 + param2 * formemod(zero[ij], pm, 0, param3));
            inc(ij); zero[ij]: = zero[ij-1] + xx1;
            xx1: = p / 2 / (1 + param2 * formemod(zero[ij], pm, 0, param3));
            inc(ij); zero[ij]: = zero[ij-1] + xx1;
          end;
        write(ij);
      end;
    2: begin { durata }
        kp: = round(pm / p) - 1;
        for ik: = 0 to kp do
          begin
            zero[ij]: = ik * p; inc(ij);
            zero[ij]: = zero[ij-1] + p / 2 + (p / 4) * param2 * formemod(ik * p, pm, 0, param3); inc(ij);
          end;
      end;
    3: begin { pozitie }
        kp: = round(pm / p) - 1;
        for ik: = 0 to kp do
          begin
            zero[ij]: = ik * p + (p / 8) * param2 * (1 + formemod(ik * p, pm, 0, param3)); inc(ij);
            zero[ij]: = zero[ij-1] + p / 2; inc(ij);
          end;
      end;
  end; { case }
end;
end;

```



```

{
Calculul matricii zerourilor <zero> pentru modulatie in durata cu o secventa
aleatoare generata dupa o distributie descrisa de legea <dd1>
}
procedure solranddur(p,pm,raz:real;nrv:integer;dd1:repartitie;var zero:zerouri);
var
  ii,ij,ik,kp:longint;
  xx:real;
begin
  for ii:= 1 to zeromax do zero[ii]:= pm; ij:= 1; kp:= round(pm/p)-1;
  for ik:= 0 to kp do
    begin
      zero[ij]:= ik * p; inc(ij);
      zero[ij]:= zero[ij-1] + (p/2) * (1 + 0.5 * distr_val(raz,nrv,dd1)); inc(ij);
    end;
end;

{
Calculul matricii zerourilor <zero> pentru modulatie in pozitie cu o secventa
aleatoare generata dupa o distributie descrisa de legea <dd1>
}
procedure solrandpoz(p,pm,raz:real;nrv:integer;dd1:repartitie;var zero:zerouri);
var
  ii,ij,ik,kp:longint;
  xx:real;
begin
  for ii:= 1 to zeromax do zero[ii]:= pm; ij:= 1; kp:= round(pm/p)-1;
  for ik:= 0 to kp do
    begin
      zero[ij]:= ik * p + (p/4) * (1 + 0.5 * distr_val(raz,nrv,dd1)); inc(ij);
      zero[ij]:= zero[ij-1] + p/2; inc(ij);
    end;
end;

{
Calculul matricii zerourilor <zero> pentru modulatie in durata cu o secventa
pseodoaleatoare RDR rg1/rg2
}
procedure solpseudodur(p,pm,raz:real;rg1,rg2:integer;var zero:zerouri);
var
  ii,ij,ik,kp:longint;
  xx:real;
begin
  for ii:= 1 to zeromax do zero[ii]:= pm; ij:= 1; kp:= round(pm/p)-1;
  for ik:= 0 to kp do
    begin
      zero[ij]:= ik * p; inc(ij);
      zero[ij]:= zero[ij-1] + p/2 * (1 + 0.5 * pseudorandnorm(rg1,rg2,raz)); inc(ij);
    end;
end;

{
Calculul matricii zerourilor <zero> pentru modulatie in pozitie cu o secventa
pseodoaleatoare RDR rg1/rg2
}
procedure solpseudopoz(p,pm,raz:real;rg1,rg2:integer;var zero:zerouri);
var
  ii,ij,ik,kp:longint;
  xx:real;
begin

```

```

for ii: = 1 to zeromax do zero[ii]:= pm; ij: = 1; kp: = round(pm/p)-1;
for ik: = 0 to kp do
  begin
    zero[ij]: = ik*p + (p/4)*(1 + 0.5*pseudorandnorm(rg1,rg2,raz)); inc(ij);
    zero[ij]: = zero[ij-1] + p/2; inc(ij);
  end;
end;

{
Generarea unei secvente aleatoare RDR rg1/rg2 de tip 2
}
procedure solpseudotip2(p,pm:real;rg1,rg2:integer;var zero:zerouri);
var
  ii,ij,ik,kp:longint;
  xx:real;
begin
  for ii: = 1 to zeromax do zero[ii]: = pm; ij: = 1; kp: = round(pm/p)-1;
  for ik: = 0 to kp do
    begin
      zero[ij]: = ik*p + (p/4)*pseudorandom(rg1,rg2,0); inc(ij);
      zero[ij]: = zero[ij-1] + p/2; inc(ij);
    end;
  end;
end;

{
Generarea funcțiilor de repartiție de densitate de probabilitate data
}
procedure randomize_gauss(nrval:word; medie,sigma,varia:real; var distr:repartiție);
var
  ir:integer;
  increment,ar,br,randrange:real;
begin
  increment: = 2*varia/nrval; distr[0]: = 0; ar: = medie-varia;
  for ir: = 1 to nrval do
    begin
      ar: = ar + increment; br: = exp((-1/2)*sqr((ar-medic)/sigma));
      distr[ir]: = distr[ir-1] + br;
    end;
  randrange: = trunc(distr[nrval]);
  for ir: = 1 to nrval do distr[ir]: = distr[ir]/randrange*nrrandmax;
end;

procedure randomize_unif(nrval:word; medie,varia:real; var distr:repartiție);
var
  ir:integer;
  increment,ar,br,randrange:real;
begin
  increment: = 2*varia/nrval; distr[0]: = 0; ar: = medie-varia;
  for ir: = 1 to nrval do
    begin
      ar: = ar + increment; br: = 1;
      distr[ir]: = distr[ir-1] + br;
    end;
  randrange: = trunc(distr[nrval]);
  for ir: = 1 to nrval do distr[ir]: = distr[ir]/randrange*nrrandmax;
end;

```

```

procedure randomize_binom(nrval:word; pp:real; var distr:repartitie);
var
  ir:integer;
  ar,br,randrange:real;
begin
  distr[0] := 0;
  for ir := 1 to nrval do
    begin
      br := combin(nrval,ir) * exp(ir * ln(pp)) * exp((nrval-ir) * ln(1-pp));
      distr[ir] := distr[ir-1] + br;
    end;
  randrange := distr[nrval];
  for ir := 1 to nrval do distr[ir] := distr[ir] * nrrandmax / randrange;
end;

{
  Generarea unei secvente aleatoare de repartitie < distr >
  de valori cuprinse intre -1 * raza si 1 * raza
}
function distr_val(raza:real;nrval:integer;distr:repartitie) : real;
var
  ir:integer;
  temp:real;
begin
  ir := 0; temp := random(nrrandmax);
  repeat inc(ir) until distr[ir] > temp;
  distr_val := raza * (ir-1-nrval/2) / nrval * 2;
end;

{
  Generarea succesiunii de valori pseudo-aleatoare cu RDR rang1/rang2
  tipiesire = 0 : returneaza bitul de rang 0;
  tipiesire = 1 : returneaza continutul registrului;
}
function pseudorandom(rang1,rang2:word;tipiesire:real) : word;
var ip,a1,a2,a3 : word;
begin
  a1 := 1; if rang1 > 0 then for ip := 1 to rang1 do a1 := a1 * 2;
  a2 := pseudoinit; a3 := pseudoinit div 2;
  if sign(a2 and a1) = sign(a2 and 1) then a3 := power2(rang2-1) + a3;
  pseudoinit := a3;
  if tipiesire = 0 then pseudorandom := a3 mod 2
  else if tipiesire = 1 then pseudorandom := a3;
end;

function tang(xx:real):real;
begin
  tang := sin(xx) / cos(xx);
end;

function betw(xx,x1,x2:real):boolean;
begin
  if (xx >= x1) and (xx <= x2) then betw := true else betw := false;
end;

function sign(xx:real):real;
begin
  if (xx > 0) then sign := 1 else
  if (xx = 0) then sign := 0 else sign := -1;
end;

```

```
{
Generarea semnalului modulator
}
function formemod(tt1,permod1,par:real):real;
var xt1,vt1:real;
begin
  vt1:=0;
  if par=-2 then    { sinus-cosinus }
    if tt1 <= permod1/4 then vt1:=sin(2*pi/permod1*tt1)
    else if tt1 <= permod1/2 then vt1:=1-cos(2*pi/permod1*(permod1/2-tt1))
    else vt1:=-formemod((permod1-tt1),permod1,p1,par);
  if par=-1 then    { 1-cosinus }
    if tt1 <= permod1/4 then vt1:=1-cos(2*pi/permod1*tt1)
    else if tt1 <= permod1/2 then vt1:=formemod((permod1/2-tt1),permod1,p1,par)
    else vt1:=-formemod((permod1-tt1),permod1,p1,par);
  if par=0 then vt1:=sin(2*pi*(1/permod1)*tt1);    { sinus }
  if (par>0) and (par<1) then    { tangenta }
    begin
      xt1:=1/tang(par*pi/2);
      if tt1 <= permod1/4 then vt1:=xt1*tang(2*par*tt1*pi/permod1)
      else if tt1 <= permod1/2 then vt1:=formemod((permod1/2-tt1),permod1,p1,par)
      else vt1:=-formemod((permod1-tt1),permod1,p1,par);
    end;
  if par=1 then vt1:=abs(2-abs(4*tt1/permod1-1))-1; { triunghi }
  if (par>1) then    { expo }
    begin
      xt1:=1/(exp(par)-1);
      if tt1 <= permod1/4 then vt1:=xt1*(exp(4*par*tt1/permod1)-1)
      else if tt1 <= permod1/2 then vt1:=formemod((permod1/2-tt1),permod1,p1,par)
      else vt1:=-formemod((permod1-tt1),permod1,p1,par);
    end;
  formemod:=vt1;
end;
```

ANEXA 2

GENERATORUL DE SECVENȚE PSEUDOALEATOARE CU REGISTRU DE DEPLASARE CU REACȚIE

