

Ministerul Învățământului

Universitatea Tehnică Timișoara

015. 777
444 1+

Contribuții cu privire la unele metode de măsurare în compatibilitatea electromagnetică

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

Conducător științific:

Prof. dr. ing. **Eugen POP**

Autor:

Dipl. Ing. **Dan PETRAȘCU**

**Soției mele Aida și
mamei mele Maria.**

CUPRINS

INTRODUCERE	i
1. Radiația electromagnetică a unui dipol punctiform	
1.1 Considerații teoretice	1
1.2 Aplicație în cadrul măsurărilor de compatibilitate electromagnetică	4
2. Norme legale de măsurarea a radiației electromagnetice	
2.1 Generalități	7
2.2 Descrierea metodelor legale	4
2.2.1 Locul standard de măsurare a radiației electromagnetice	9
2.2.2 Cablurile atașate aparatului ce se testează	12
2.2.3 Limitele legale ale radiației electromagnetice perturbatoare	13
2.3 Analiza neajunsurilor metodelor legale	19
3. Analiza influenței cablurilor atașate	
3.1 Generalități	22
3.2 Studiul influenței lungimii și a poziției cablurilor atașate	23
3.3 Standardizarea lungimii și a poziției cablurilor atașate	26
4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare	
4.1 Generalități	39
4.2 Cleștele de curent	42
4.2.1 Realizarea constructivă a cleștelui de curent	45
4.2.2 Clește de curent de construcție artizanală	47
4.2.3 Calibrarea cleștelui de curent artizanal	50
4.2.4 Sensibilitatea cleștelui de curent	55
4.2.5 Comparație între cleștelui de curent industrial și cel artizanal	57

5. Corelația dintre curent și radiația perturbatoare

5.1	Considerații teoretice	61
5.2	Verificare experimentală	62
5.3	Calculul unui exemplu practic	65
5.3.1	Cuplajul buclelor parcurse de curent perturbator	71

6. Aplicații

6.1	Considerații generale	75
6.2	Cleștele de curent	75
6.2.1	Aplicație - măsurarea tensiunii perturbatoare la bornele tunerelor	76
6.2.2	Aplicație - măsurarea impedanței de transfer între module	80
6.2.3	Aplicație - măsurarea eficacității ecranării a bornei de antenă	82
6.3	Sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență	84
6.4	Sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent	86
6.4.1	Aplicație - legarea în paralel a condensatoarelor de decuplare	88
6.4.2	Aplicație - cuplajul buclelor parcurse de curent	96
6.5	Sonda de măsurare a câmpului electric de înaltă frecvență	97

7. Contribuții originale și concluzii generale

7.1	Contribuții originale	101
7.2	Concluzii generale.....	107

BIBLIOGRAFIE	109
---------------------------	-----

Introducere

Mediul înconjurător devine din ce în ce mai poluat. Poluarea nu trebuie considerată numai din punct de vedere "chimic", ci și din cel de vedere electromagnetic. Aparatele și instalațiile electrice și electronice sînt responsabile de poluarea electromagnetică a mediului înconjurător. La rândul lor aparatele electronice trebuie să funcționeze într-un mediu poluat din punct de vedere electromagnetic. Cele două fenomene anterior descrise constituie subiectul **COMPATIBILITĂȚII ELECTROMAGNETICE**, denumită pe scurt **EMC** (engl. **ElectroMagnetical Compatibility**). Se **definiște** compatibilitatea electromagnetică ca și: Capacitatea de funcționare a unei instalații electrice (electronice) în mediul electromagnetic aferent, fără a produce efecte nepermise în acest mediu, cărui îi aparțin și alte instalații electrice (electronice). Compatibilitatea electromagnetică are un caracter dual.

Aparatele electrice și electronice sînt privite prima dată ca generatoare de **PERTURBAȚII ELECTROMAGNETICE**. Propriile perturbații ale unui aparat, instalații, sau sistem electric (electronic) nu trebuie să depășească un nivel determinat de către normele în vigoare. Acesta parte a compatibilității electromagnetice se numește și **EMC ACTIVĂ**.

Partea a doua a EMC se ocupă cu comportarea aparatelor, instalațiilor, sau sistemelor electrice (electronice) supuse perturbațiilor electromagnetice. Ea studiază **IMUNITATEA** acestora. O altă denumire folosită pentru a caracteriza comportamentul aparatelor electronice, când asupra lor acționează o perturbație electromagnetică este cea de **SUSCEPTIBILITATE**. Ca și în medicină, semantica celor două cuvinte este: lipsa de **IMUNITATE** înseamnă **SUSCEPTIBILITATE**. Partea a doua a EMC mai este clasificată și ca **EMC PASIVĂ**.

Problemele de compatibilitate electromagnetică au apărut o dată cu apariția radio-tehnicii, respectiv electronicii, adică acum aproximativ 60 de ani. Din aceeași perioadă datează și primele norme ce se ocupă în mod direct de compatibilitatea electromagnetică.

În ultimele decenii asistăm la o dezvoltare exponențială a electronicii. Frecvența de lucru a circuitelor digitale uzuale a ajuns la 150 MHz. Ca efect negativ și perturbațiile produse de astfel de circuite au crescut corespunzător. Nivele de prelucrare a semnalelor analogice și mai ales digitale au scăzut la nivele corespunzătoare unei tensiuni de alimentare de 3 V. La aceste circuite trebuie amintită scăderea corespunzătoare a imunității. O altă cauză intrinsecă a scăderii imunității la perturbații a circuitelor analogice, este tehnologia folosită la realizarea acestora. La nivelul tehnologiei actuale un circuit integrat analogic, sau chiar un tranzistor uzual poate detecta, deci poate fi perturbat, de un semnal cu o frecvență de până la 1 GHz.

Problema de bază a compatibilității electromagnetice este: funcționarea unui aparat fără a produce perturbații deranjante și fără să fie deranjat de către perturbații. Ea nu se referă numai la relațiile ce există între aparat și mediul electromagnetic înconjurător, ci și la buna funcționare intrinsecă a aparatului. Se ajunge la o a doua **clasificare** a compatibilității electromagnetice:

Compatibilitatea electromagnetică **EXTERNĂ**, care se ocupă de relațiile dintre un aparat și mediul electromagnetic exterior. Ea este reglementată de norme legale.

Compatibilitatea electromagnetică **INTERNĂ**, care se ocupă de relațiile ce există în cadrul aparatului. Ea asigură buna funcționare a aparatului și este reglementată de norme specifice (caiet de sarcini, de exemplu).

Pentru a rezolva problema duală a compatibilității electromagnetice externe, adică raportul perturbații - imunitate, au fost puse în circulație **NORME** care asigură cadrul juridic necesar introducerii pe piață a aparatelor electrice sau electronice. Normele, sau cum le mai denumesc vorbitorii de limba engleză standarde, sunt, unele din ele, obligatorii. Altele sunt numai recomandări. Diversitatea politico-economico-tehnică a planetei se regăsește nealterată pe planul legislației EMC. Bineînțeles că sectoarele bugetare privilegiate, cum ar fi forțele armate au propriile norme de compatibilitate. Severitatea lor este unanim recunoscută.

Sub presiunea producătorilor de echipament de măsurare EMC, normele au devenit din ce în ce mai complexe. Măsurările iau din ce în ce mai mult timp. Prețul locului (laboratorului) standardizat, unde se efectuează măsurările și al echipamentelor de măsurare EMC, au explodat pur și simplu.

Nu toți producătorii de echipament electronic au acces la un loc legal de măsurare a perturbațiilor electromagnetice. Cauzele sunt multiple: lipsa timpului, a fondurilor, distanța prea mare până la el, etc.

Autorul lucrării încearcă să pună la îndemâna proiectanților de echipament electronic **metode (simplificate) de măsurare a compatibilității electromagnetice**. Autorul dorește prin lucrarea de față să vină nu numai în ajutorul proiectanților de circuite electronice, ci și în ajutorul viitorilor proiectanți - studenții. De asemenea lucrarea se adresează tuturor specialiștilor din domeniul electronicii. Se știe că dacă măsurile de compatibilitate electromagnetică nu au fost luate la timp, adică într-o fază incipientă a proiectului, prețul îmbunătățirilor ulterioare este exorbitant. Prin metodele simple, corelate cu metodele de măsurare legale, descrise în lucrarea de față, autorul dorește să pună la îndemâna proiectanților de echipament electronic procedee care asigură cu o probabilitate ridicată îndeplinirea normelor legale de compatibilitate electromagnetică. Scopul metodelor simplificate de măsurare a compatibilității electromagnetice este de a realiza deja în fazele: bloc funcțional, adică modul (placă de circuit imprimat), aparat, sistem, etc. o bună compatibilitate electromagnetică intrinsecă. Cu alte cuvinte: dacă modulul este "slab" din punct de vedere electromagnetic, măsurile ulterioare de "fortificare" sunt greu de realizat și mai costă pe deasupra mult timp și bani.

Un alt scop al lucrării este cel didactic. Studenții și tinerii proiectanți de echipament electronic, trăiesc cu impresia că toate elementele pasive de circuit: rezistențe, bobine, condensatoare și *trasee de circuit imprimat plus conductoarele de legătură* sunt ideale. De abia când amplificatorul audio care poate reproduce spre mândria tânărului proiectant 500 kHz !!, "reproduce" și postul de radiodifuziune local, își pune proiectantul întrebarea : De ce? Exemplul nu este singular. Autorul dorește să vină în ajutorul tinerilor proiectanți prin analiza unor astfel de cazuri și aplicarea didactică a **metode simplificate de măsurare a compatibilității electromagnetice**.

Metodele simplificate de măsurare a compatibilității electromagnetice se aplică atât în cazul părții active a EMC - măsurarea perturbațiilor, cât și în cadrul părții pasive a EMC, măsurarea imunității. În cadrul lucrării se va trata mai ales prima parte, compatibilitatea electromagnetică activă.

Rezultatele obținute se pot aplica și părții pasive a compatibilității electromagnetice. Se va preciza modul de aplicare a metodelor și rezultatelor obținute pentru partea pasivă de compatibilitate electromagnetică.

În primul capitol al lucrării se prezintă aspecte teoretice. Se tratează radiația electromagnetică a unui dipol punctiform. Rezultatele teoretice se aplică unei măsurări de compatibilitate electromagnetică concretă. Măsurarea tratată este radiația perturbatoare a unui aparat. Ea se efectuează conform normelor legale.

Pentru a înțelege cerințele și modul de aplicare a normelor legale, aceste sunt prezentate în cel de-al doilea capitol al lucrării. În acest capitol se prezintă principalele norme conform cărora se efectuează măsurarea perturbațiilor electromagnetice produse de un aparat și modul în care decurge o măsurare specifică acestor norme. Se analizează neajunsurile metodelor legale

În capitolul trei se tratează problema cablurilor atașate aparatului. Este propusă o metodă originală de standardizare a măsurărilor.

Capitolul patru este dedicat traductorului folosit la aplicarea metodei simplificate, de substituție, de măsurare a perturbațiilor electromagnetice. El este un clește de curent. Autorul analizează modul de funcționare și construcția lui. De asemenea se propune folosirea unui clește de curent de construcție artizanală. Se tratează aspecte teoretice și concrete legate de realizare unui astfel de clește. Problemele principale tratate sunt: calibrarea și sensibilitatea cleștelui. Aplicațiile practice ale cleștelui sunt tratate în capitolul al șaselea al lucrării.

Capitolul cinci este dedicat metodei simplificate, de substituție, de măsurare a perturbațiilor electromagnetice. Metoda se bazează pe utilizare unui clește de curent, care a fost prezentat și analizat pe larg în capitolul precedent. La începutul capitolului sunt prezentate considerațiile teoretice ce permit aplicarea metodei. Considerațiile sunt continuarea deducțiilor teoretice din capitolul întâi al lucrării. Concluziile teoretice sunt în continuare experimental verificate. Se studiază din punct de vedere teoretic un exemplu practic. Pe baza exemplului se descrie modul în care se produc perturbațiile.

În capitolul șase al lucrării sunt prezentate aplicații ale deducțiilor teoretice și metodelor practice de măsurare introduse în capitolele precedente. Primele trei aplicații se referă la cleștele de curent.

Următoarele două corespund sondei miniatură pentru localizarea buclilor de curent.

Aplicațiile prezentate izvorăsc din partea practică a proiectării de circuite electronice. Proiectarea nu trebuie făcută numai ținând cont de criteriile funcționale, ci și de criteriile de compatibilitate electromagnetică.

Capitolul șapte este dedicat concluziilor și contribuțiilor originale ale autorului.

Autorul așteaptă din partea cititorilor acestei lucrări sugestii de îmbunătățire, precum și noi subiecte din domeniul EMC, ce nu au fost până acum tratate, sau soluționate.

1. Radiația electromagnetică a unui dipol punctiform

1.1 Considerații teoretice

Pentru început vom prezenta ecuațiile care descriu câmpul electromagnetic produs de un dipol punctiform electric, respectiv magnetic. În continuare vom discuta conceptele de câmp apropiat și îndepărtat, precum și cel de impedență a câmpului electromagnetic. Nu vom intra în detalii matematice.

Conceptul de dipol punctiform trebuie înțeles în sensul larg al cuvântului. Dimensiunile dipolului sunt mici în comparație cu lungimea de undă.

În figura 1 (a) și (b) sunt reprezentați dipolul electric elementar (dipolul E), respectiv dipolul magnetic elementar (dipolul H).

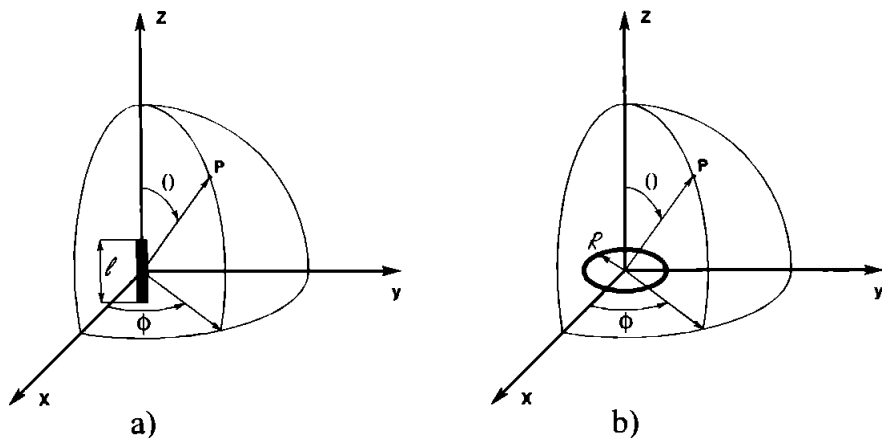


Fig. 1 a) dipolul electric elementar E cu centrul în origine orientat de-a lungul axei Oz ,
b) dipolul magnetic elementar H cu centrul în origine în planul xOy .

Figura 1 a) arată dipolul electric de lungime l parcurs de un curent de amplitudine I_0 , situat de-a lungul axei z , simetric față de origine. Câmpul electromagnetic produs de dipol în punctul P , la distanța r față de origine va fi:

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

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

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

$$\text{unde } k = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2)$$

μ reprezintă permeabilitatea mediului înconjurător dipolului

ϵ reprezintă permitivitatea mediului înconjurător dipolului.

Unghiul θ este definit în figura 1.

Dipolul magnetic H de rază R și parcurs de curentul I_0 , se află în planul xOy , cu centrul în origine (fig. 1 b). Câmpul electromagnetic produs de dipol în punctul P , la distanța r față de origine va fi:

$$H_r = \frac{jk}{2\pi} \frac{\pi R^2 I_0 \cos\theta}{r^2} \left(1 + \frac{1}{jkR}\right) e^{-jkr} \quad (3a)$$

$$H_\theta = \frac{-k^2}{4\pi} \frac{\pi R^2 I_0 \sin\theta}{r} \left(1 + \frac{1}{jkR} - \frac{1}{k^2 R^2}\right) e^{-jkr} \quad (3b)$$

$$E_\phi = \frac{Z_0 k^2}{4\pi} \frac{\pi R^2 I_0 \sin\theta}{r} \left(1 + \frac{1}{jkR}\right) e^{-jkr} \quad (3c)$$

Din formulele anterioare se pot trage următoarele concluzii:

1. Dipolii E , respectiv H produc fiecare câte trei componente de câmp: una în direcția de propagare a câmpului (E , pentru dipolul E , H , pentru dipolul H), plus o componentă E , respectiv H perpendiculară pe direcția de propagare (E_{\perp} , H_{\perp}), respectiv (E_{\parallel} , H_{\parallel}).

Cel două componente amintite la urmă sunt la rândul lor ortogonale.

2. Amplitudinea componentelor este o funcție de distanța r până la dipol.

Dacă $kr \ll 1$ termenii ce cuprind $1/r^3$ domină și dacă $kr \gg 1$, atunci termenii ce cuprind $1/r$ domină. Între aceste condiții extreme există o regiune de tranziție cu termenii în $1/r^2$ în care toate componentele sunt semnificative. Deoarece $k = 2\pi/\lambda$, condiția $kr \ll 1$ mai poate fi scrisă ca $r \ll \lambda/2\pi$. Această condiție descrie situația în apropierea sursei. Ne găsim în **câmpul apropiat** al sursei, sau cum mai este el denumit: zona cvasi-staționară). La o distanță considerabilă de la sursă (în **câmp îndepărtat**, sau zona de radiație), se aplică condiția $kr \gg 1$ sau $r \gg \lambda/2\pi$. Trecerea de la câmpul apropiat la câmpul îndepărtat nu se face brusc la distanța $r = \lambda/2\pi$, ci treptat. Zona de trecere poate fi considerată între aproximativ $\lambda/10$ și $\lambda/4$.

3. În câmpul apropiat al dipolului E , câmpul electric E variază invers proporțional cu r^3 , iar câmpul magnetic H invers proporțional cu r^2 . În câmpul apropiat al dipolului H câmpul magnetic H variază invers proporțional cu r^3 , iar câmpul electric E invers proporțional cu r^2 . În practică cele mai multe aparate sau echipamente se comportă ca o sumă de dipoli de tip E și H . De asemenea legătura între aparat și mediul exterior trebuie considerată ca o sumă de cvadripoli cu diferite caracteristici specifice. În multe cazuri aceasta înseamnă că în câmp apropiat variația câmpului în funcție de distanță va fi găsită în mod experimental direct proporțională cu $1/r^x$ ($2 < x < 3$). În câmp îndepărtat vom găsi întotdeauna, neglijând efectul reflexiilor, variația lui E și H ca fiind proporțională cu $1/r$. O relație de tip $1/r$ are loc și între câmpul electric îndepărtat E și puștea P a unei surse de energie electromagnetică, ce radiază printr-o antenă de câștig G (în direcția de radiație maximă). Câștigul G este raportat la radiația unui radiator punctiform izotrop. Câștigul G al unei antene $\lambda/2$ este 1.64.

Relația (4) poate fi deci simplificată:

$$E_r = \sqrt{\frac{Z_0 P G}{4 \pi^2}} \Rightarrow E_r = \frac{1 \sqrt{P}}{r} \quad (4)$$

Egalitatea (4) ne oferă posibilitatea de a estima intensitatea câmpului electric la o distanță r de un transmisor a cărui putere se cunoaște.

1.2 Aplicație în cadrul măsurărilor de compatibilitate electromagnetică

În cadrul EMC nu avem de a face cu antene "clasice". Obiectele care sunt cel mai apropiate în comportament cu antenele sunt diferitele cabluri din cadrul aparatelor, sau cablurile de interconectare ale echipamentelor. Câștigul acestor "antene" este de cele mai multe ori necunoscut, el depinzând de aranjamentul spațial (topologia) cablurilor. Totuși cu ajutorul formulei (4b) putem calcula valoarea maximă a câmpului îndepărtat. Maximul are loc când unghiul θ este egal cu $\pi/2$.

$$\left| E_{\theta} \left(\theta = \frac{\pi}{2} \right) \right| = \frac{Z_0 I_0}{2r} \frac{l}{\lambda} \quad (5)$$

Considerăm că un observator se găsește la o distanță de 3¹ m de aparatul ce se măsoară, adică la o distanță egală cu raza sferei din fig. 1. Frecvența de la care distanța de 3 m satisface condiția de câmp îndepărtat este conform formulei $r = \lambda/2\pi$, 16 MHz. Măsurările legale încep de la o frecvență egală cu 30 MHz, deci satisfac condiția de câmp îndepărtat. Considerăm de asemenea lungimea unui cablu conectat aparatului ca fiind egală cu $\lambda/2$. Înlocuind $Z_0 = 120 \pi \Omega$, $l = \lambda/2$ și $r = 3$ m în formula (5) obținem valoarea câmpului electric în funcție de curentul I_0 , ce curge printr-un cablu atașat aparatului:

$$E \left[\frac{\mu V}{m} \right] = 10 \pi I_0 [\mu A] \quad \text{sau} \quad E \left[\frac{\mu V}{m} \right] \approx 30 I_0 [\mu A] \quad (6)$$

¹ Distanță legală de măsurare a perturbațiilor electromagnetice. Aceleași considerații pot fi aplicate unei măsurări efectuate la 10 (30) m distanță

1. Radiația electromagnetică a unui dipol punctiform

Valoarea câmpului electric la o distanță de 3 m de aparat, presupunând cablul (cablurile) atașate aparatului la rezonanță, este numeric de 30 de ori mai mare decât curentul ce străbate cablul aparatului. Dacă măsurarea se efectuează la o distanța de 10 m, E va fi numeric de 10 ori mai mare decât curentul prin cablu. Limita legală pentru câmpul electric perturbator este, după cum se va descrie amănunțit în capitolul doi, de $E_{lim} = 40 \text{ dB}\mu\text{V/m}$, adică $100 \mu\text{V/m}$. Înlocuind valoarea lui E_{lim} în ecuația (6) obținem:

$$\underline{I_{o\ lim} = 3 \mu\text{A}} \quad (7)$$

Egalitatea (6) se interpretează astfel:

Curentul de mod comun de înaltă frecvență prin orice cablu atașat aparatului ce se testează (D.U.T. = Device Under Test), trebuie să fie mai mic decât $I_{o\ lim}$. Dacă această condiție este îndeplinită, radiația perturbatoare produsă de aparat este sub limita legală.

Considerentele anterioare au avut la bază conceptul de dipol electric anizotrop punctiform. În realitate avem însă de a face cu radiația unor bucle de curent. Prin diverse mecanisme de cuplaj, buclele de curent produc curenți de înaltă frecvență în cablurile aparatului ce se testează. Cablurile nu sunt de lungime $\lambda/2$ la o frecvență de măsurare dată. De asemenea cablurile nu au o dimensiune neglijabilă față de lungimea de undă, așa cum a fost presupus în ecuațiile (1 a...c).

Am considerat anterior că numai un cablu atașat aparatului produce radiația perturbatoare. Dacă se atașează aparatului mai multe cabluri, atunci adaptarea, din punct de vedere al radiației, aparat - mediu se modifică. De cele mai multe ori radiația crește prin adăugarea a încă unui cablu, deoarece se ajunge la o structură de tip dipol. Diferența dintre radiația unui surse (aparatul ce se testează) a cărei putere de radiație este constantă, la care se atașează un cablu - structură de antenă monopol, și radiația aceleiași surse la care se atașează două cabluri - structură de antenă dipol, este mai mică decât 3 dB. Creșterea radiației este limitată de puterea fixă a sursei de radiație.

Adăugarea unor cabluri suplimentare (mai multe decât cele două anterior analizate) mai poate duce la o variație a câmpului perturbator de maximum 3 dB. Se poate întâmpla, ca prin diverse combinații de cabluri atașate aparatului, câmpul radiat să fie mai mare decât cel calculat, dar aceste cazuri sunt rare din punct de vedere practic.

Cu toate aproximațiile, respectiv inexactitățile anterior expuse, metoda de a exprima câmpul electromagnetic produs de un aparat ce se testează în termeni de puterea și curentul sursei de perturbații, își găsește aplicații practice în măsurarea și reducerea perturbațiilor electromagnetice.

- Pentru măsurarea câmpului electromagnetic perturbator produs de un aparat electronic se folosește un loc de măsurare standard. (**OATS – Open Area Test Site**).
- Pentru măsurarea curenților perturbatori de mod comun prin diverse cabluri atașate aparatului se folosește un clește de curent de înaltă frecvență.

Concluzii:

În prima parte a capitolului întâi se amintesc ecuațiile ce descriu radiația electromagnetică a unui dipol punctiform. Partea a doua a capitolului este o contribuție originală a autorului lucrării, și anume aplicarea concretă a ecuațiilor la o măsurare de compatibilitate electromagnetică. Măsurarea constă în determinarea radiației perturbatoare a unui aparat electric conform normelor de compatibilitate electromagnetică.

2. Norme legale de măsurarea a radiației electromagnetice

2.1 Generalități

Măsurarea radiației electromagnetice perturbatoare ar trebui făcută într-un domeniu foarte larg de frecvență. Teoretic ar trebui să fie măsurat de la 9kHz până la 300GHz !! Ar trebui măsurate toate componentele, modulele, aparatele, sistemele, și rețelele ce produc sau transformă energie electrică. Din punct de vedere practic, nu este posibil să se măsoare toate produsele ce funcționează pe bază de energie electrică și în toate gamele de frecvență. O altă serie de dificultăți sunt de natură tehnică. Chiar având la dispoziție cele mai precise, respectiv scumpe și complexe, aparate de măsurare a compatibilității electromagnetice, diverse laboratoare ar ajunge la rezultate diferite. Explicația este simplă și legată de factorul uman: fiecare laborator ar urma propria lui metodă de măsurare.

Prin însăși definiția ei, compatibilitatea electromagnetică trebuie înțeleasă ca o "bună înțelegere" între producătorii de perturbații electromagnetice și receptorii de energie electromagnetică. Producător de perturbații electromagnetice este, din punctul de vedere al compatibilității electromagnetice, orice fenomen natural sau activitate tehnică în care este implicată energie electrică.

Producătorii de perturbații electromagnetice se împart la rândul lor în două categorii:

- producători **intenționați**, de exemplu emițătoarele de radiocomunicații,
- producătorii **neintenționați**; de exemplu:
 - clasicul oscilator local al receptorului de radiocomunicații, sau
 - *modemul microprocesor devenit notoriu ca producător de perturbații.*

O dată cu creșterea vitezelor de lucru a circuitelor digitale, perturbația lor crește considerabil. La ora actuală, pe piață se găsesc deja PC-uri cu o frecvență de tact de 150 MHz !! Microprocesorul lor (INTEL 586 sau PENTIUM) are deja integrate condensatoare de filtraj ale diferitelor linii de alimentare sau de date, altfel nu ar putea fi realizată compatibilitatea electromagnetică internă a chip-ului. Deci: fără filtrare internă, μP -ul nu ar putea funcționa.

Mai există și alte clasificări EMC. Unele țin cont de tipul aparatului ce se măsoară, adică de întrebuințarea lui. Exemple:

- aparate ISM = Industriale Științifice și Medicale, [1]
- aparate electrocasnice, [4], [8]
- lămpi fluorescente, [5]
- radioreceptoare și aparate asociate, [2], [3] și [6]
- aparate ITM = Information Technology Equipment, [7] etc.

Un factor important, dar de care adeseori nu s-a ținut seama, este locul unde se aplică compatibilitatea electromagnetică. Să luăm ca exemplu două țări: Germania și Australia. Prima face parte din zona dens populată și industrializată din Europa de vest. Cea de-a doua este foarte puțin populată, respectiv industrializată. Pe baza exemplului anterior putem afirma că mediul înconjurător electromagnetic este foarte diferit în cele două țări.

Pentru a face ordine în domeniul compatibilității electromagnetice s-a simțit nevoia unei legislații corespunzătoare. Ea trebuie să țină cont de toate cele anterior enumerate. De asemenea mai există și alte cerințe și interese politice, sau locale care influențează legislația EMC. Ele nu constituie obiectul lucrării de față. Metodele legale de măsurare a radiației electromagnetice perturbatoare vor fi expuse la început. Se vor analiza neajunsurile lor. Se va prezenta apoi o metodă simplificată. Metoda legală și cea simplificată vor fi reciproc comparate.

2.2 Descrierea metodelor legale

În partea introductivă a capitolului s-a arătat cât de diferite sunt cerințele legale în ceea ce privește radiația electromagnetică perturbatoare. Nu se vor putea trata, din considerente de spațiu, toate domeniile de frecvență și toate categoriile de aparate ce produc perturbații electromagnetice. Există unele aparate sau sisteme ce nu sunt cuprinse în clasificările uzuale, de exemplu aparatele pentru radioamatori, lifturile, jucăriile electronice, etc. Și pentru acestea există o normă de compatibilitate electromagnetică. Ea este așa numita Directivă Umbrelă. Oficial, ea există deja [11], dar valabilitatea ei se extinde numai asupra EU, Uniunii Europene (noua denumire pentru Comunitatea Europeană sau Piața Comună)

Directiva Umbrelă sau Directiva 89/336/EEC prevede că atunci când nu există standarde specifice (basic standards) pentru un produs, se aplică standarde generale (general standards). Putem deci afirma că Directiva Umbrelă ne indică ce categorii de aparate trebuie să măsurăm. Problema măsurării radiației electromagnetice perturbatoare se pune nu numai pentru Uniunea Europeană. Pentru Statele Unite ale Americii, Canada și Mexic (NAFTA = North American Free Trade Association) sunt valabile prevederile FCC 2 și 15 (FCC = Federal Communications Commission) [12], [13] și [14]. Sub alte denumiri normele FCC sunt valabile și în principalele state industrializate din Extremul Orient: Japonia (JIS = Japan Industrial Standard), Coreea etc. Principial pentru țările din estul Europei mai sunt legal valabile (de jure) fostele norme sovietice, sau echivalentele lor. De facto aceste legi nu mai sunt actuale. Principial ar trebui să se aplice recomandările CISPR = Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques [15] [16]. CISPR este un organ al IEC = International Electrotechnical Commission.

Măsurarea radiației electromagnetice perturbatoare [33] - în limba engleză definită ca "radiated disturbance fieldstrength" se efectuează practic în domeniul 30 MHz ... 1000 MHz. Se măsoară mai ales componenta electrică a câmpului electromagnetic. Sub 30 MHz perturbațiile sunt "conduse" de către conductoare. În acest domeniu de frecvență se măsoară tensiunea "condusă" (engl. conducted voltage) cu un receptor de măsurare sau analizor de spectru [45,46]. Peste 1 GHz se măsoară perturbațiile electromagnetice produse de diverse aparate ce operează în acest domeniu. De importanță practică sunt numai măsurările ce se fac la cuptoarele cu microunde și la tunerile receptoarele pentru emisiuni transmise prin sateliți. Pentru acestea există norme și instalații specifice de măsurare.

2.2.1 Locul standard de măsurare a radiației electromagnetice

Locul standard unde se măsoară radiația electromagnetică perturbatoare este definit de mai multe norme: CISPR 16 [16], CISPR 13 [15] identică cu EN 55 013 [2] și FCC [12]. Cu deosebiri neesențiale toate aceste norme definesc în același fel locul standard (fig. 1).

Locul standard de măsurare a perturbațiilor electromagnetice este cunoscut în literatura de specialitate anglo-saxonă sub denumirea de Open Area Test Site prescurtat OATS.

2. Norme legale de măsurarea a radiației electromagnetice

Semnificația este: Loc deschis de testare (măsurare) a perturbațiilor electromagnetice. El este descris în: [2], [7], [12], [15] și [16].

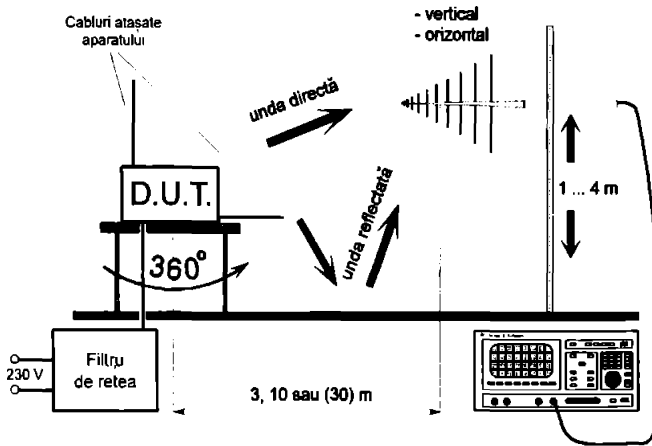


Fig. 2 Măsurarea perturbațiilor electromagnetice într-un loc standard.

Elementele ce alcătuiesc locul standard de măsurare al radiației electromagnetice:

- o podea conductoare din cupru de dimensiuni mai mari decât distanța dintre obiectul ce se testează (D.U.T. = Device Under Test) și antena de măsurare.
- o masă rotativă (360° sau continuu) neconductoare pe care se găsește D.U.T.-ul. Înălțimea mesei este de 1 m pentru Europa și 0.8 m pentru Statele Unite ale Americii. Deosebirea nu este mare, iar America recunoaște și măsurări conform normelor europene.
- un catarg neconductor pe care se poate deplasa o antenă calibrată [45]. Înălțimea ei poate fi variată continuu între 1 și 4 m. Antena poate fi rotită cu 90° după o direcție paralelă cu axa D.U.T. - catarg. Astfel poate fi măsurată atât unda cu polarizare orizontală, cât și cea cu polarizare verticală. Se măsoară în ambele cazuri componenta electrică a câmpului produs de către D.U.T.

2. Norme legale de măsurarea a radiației electromagnetice

- un receptor de măsurare descris pe larg în CISPR 16 și analizat în [45] și [46].
- o rețea artificială (filtru de rețea sau circuit de stabilizare a impedanței rețelei) cunoscută și sub prescurtarea LISN = Line Impedance Stabilisation Network.

Se măsoară într-un domeniu de frecvență cuprins între 30 MHz și 1000 MHz.

La antena calibrată de măsurare ajung de la D.U.T. atât unda directă cât și cea reflectată de către podeaua conductoare. Cele două unde interferă. Modificând înălțimea antenei se determină maximul radiației electromagnetice generate de dispozitivul ce se măsoară. Tot pentru a determina radiația electromagnetică maximă a D.U.T.-ului se rotește masa pe care acesta este așezat. Prin rotirea mesei și modificarea înălțimii antenei se caută să se ajungă la cazul cel mai defavorabil de radiație pentru dispozitiv (worst case). Rezultatele măsurării se introduc într-un tabel. Tabelul 1 este un exemplu simplificat de felul în care se poate programa o măsurare.

FRECVENȚA [MHz]	K^* [dB]	U_{vert} [dB μ V]	U_{horiz} [dB μ V]	E_{max} [dB μ V/m]
30				
1000				

$$K^* \text{ [dB]} = \text{factorul de corecție al antenei}; \quad E = K + U$$

Tab. 1 Tabelul rezultatelor unei măsurători de radiații electromagnetice într-un loc standard deschis (OATS)

Măsurările se execută pentru o polarizare (poziție) orizontală a antenei de măsurare (U_{horiz}), iar apoi pentru polarizarea verticală a antenei (U_{vert}). Maximului dintre U_{vert} și U_{horiz} i se adaugă factorul de corecție al antenei, K . Rezultatul îl reprezintă câmpul maxim corespunzător unei frecvențe de măsurare.

Detalii despre factorul de corecție al antenelor și calibrarea lor în [46].

2.1.2 Cablurile atașate aparatului ce se testează

În fig. 2 s-au reprezentat cablurile ce intră sau ies din dispozitivul ce se măsoră printr-o linie verticală și una orizontală. Problema cablurilor ce se atașează D.U.T.-lui este dificilă și controversată în cadrul EMC. Există mai multe posibilități, respectiv metode de măsurare în ceea ce privește cablurile. Acestea sunt:

- a. nici un cablu atașat D.U.T.-ului; numai strictul necesar unei funcționări normale¹,
- b. numai cablurile ce sunt livrate o dată cu D.U.T.-ul,
- c. toate cablurile ce se pot atașa D.U.T.-ului,
- d. toate cablurile ce se pot atașa D.U.T.-ului; lungimea cablurilor atașate trebuie variată pentru a obține un maxim de radiație perturbatoare (worst case).

Din punct de vedere al producătorului, cazul a. este cel mai ușor de îndeplinit. Cazul d. implică un efort atât de mare încât este practic imposibil de realizat.

Nici o normă, cu excepția EN 55 022 [7], nu cuprinde prevederi concrete despre configurația cablurilor atașate D.U.T.-ului. Norma EN 55 022 din Aprilie 1987 cuprinde "Limite și metode de măsurare a radiointerferențelor (perturbațiilor electromagnetice) produse de echipamentul de tehnologia informației". Titlul original al versiunii engleze este: "Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of information technology equipment". Norma se referă numai la ITE = Information Technology Equipment.

Norma cuprinde o parte referitoare la configurația măsurării [7 pagina 9 alineatul 8.1]. Se cere să se efectueze o încercare de a maximiza radiația provenită de la D.U.T. Maximizarea se efectuează prin varierea configurației aplicației tipice. Cablurile de interfață trebuie să fie conectate la porții de interfață ai dispozitivului ce se testează. Trebuie testat efectul variației poziției cablurilor pentru a găsi configurația ce produce radiația maximă. Configurația trebuie să fie notată exact în raportul atașat măsurării. Cablurile de interconexiune trebuie să fie de tipul și lungimea celor din specificația aparatului.

¹ Poșta elvețiană măsoară aparatul cu cablurile conduse direct spre poduța de câmp. La nivelul poduței toate "cablurile" sunt blocate cu ajutorul unor plăci absorbante de înaltă frecvență [14]

Dacă lungimea cablurilor poate fi variată, trebuie aleasă lungimea ce produce un maxim de radiație. În cazurile în care se pot conecta mai multe cabluri de interfață, toate de același tip, este suficient a se conecta un cablu, cu condiția să se arate că celălalte cabluri adiționale nu modifică semnificativ rezultatul măsurării. Fiecare set de măsurări trebuie însoțit de o descriere completă a cablurilor și a orientării echipamentului ce se măsoară, în așa fel încât rezultatele măsurării să poată fi reproduse printr-o măsurare ulterioară.

Cablurile de alimentare și semnal trebuie să fie orientate în raport cu planul de masă în conformitate cu situația reală de folosință.

2.2.3 Limitele legale ale radiației electromagnetice perturbatoare

Limitele ce se aplică conform normei legale sunt date printr-o distanța de 3 m între dispozitivul ce se măsoară și antena calibrată de măsurare. Pentru celălalte distanțe standard, 10 sau 30 m se aplică coeficienți rotunjiți din figura 3.



Fig. 3 Transformarea rezultatelor măsurărilor de radiații electromagnetice efectuate la diferite distanțe.

Transformarea poate fi efectuată deoarece și la frecvența minimă $f = 30$ MHz căreia îi corespunde o lungime de undă $\lambda = .40$ m. Deci și la frecvența minimă de măsurare ne găsim în condiții de câmp îndepărtat (engl. far field).

Calibrarea, respectiv validarea unui loc deschis de măsurare a perturbațiilor electromagnetice, se face așa cum s-a arătat și în [46] înlocuind dispozitivul ce se măsoară cu o antenă. Antena se conectează la un generator de înaltă frecvență. Cu antena de recepție se măsoară intensitatea câmpului produs de antena ce emite. Desenul este cel din fig 2, cu deosebirea că D.U.T-ul se înlocuiește cu o antenă plus un generator de înaltă frecvență. Tensiunea măsurată de receptorul de măsurare plus factorul K de corecție al antenei este chiar intensitatea câmpului la recepție.

Într-un mod analog se poate determina intensitatea câmpului la emisie. Aplicând câteva principii geometrice simple și legi ale câmpului electromagnetic se poate determina *atenuarea intrinsecă teoretică a mediului* dintre antena de emisie și cea de recepție ca funcție de frecvență. Dacă atenuarea reală a locului (nu numai deschis!) diferă cu mai mult de 10 dB de *atenuarea intrinsecă teoretică a mediului*, locul NU poate fi folosit la măsurarea perturbațiilor electromagnetice. Între 10 dB și 3 dB eroare se folosesc coeficienți de corecție. Dacă eroarea locului este mai mică cu 3 dB în valoare absolută față de atenuarea teoretică, nu mai sunt necesari coeficienți de corecție. Din punct de vedere legal, locul de măsură poate duce la o eroare a măsurării de 3 dB (plus sau minus).

Limitele perturbațiilor sunt diferite în funcție de natura sursei de perturbații ce se măsoară. În continuare se prezintă diferitele limite prevăzute de normele specifice unor produse (basic standards).

Norma Europeană EN 55 013 [2] - plus Amendamentul 12 (1994) [3] - "Limite și metode de măsurare a radiointerferențelor (perturbațiilor) produse de radioreceptoarele de radio-difuziune și de echipamentul asociat" - prevede limitele din tabelul 2.

Titlul original al versiunii engleze este: "Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of broadcast receivers and associated equipment."

Metoda de măsurare este următoarea. Radioreceptorul se așează pe masa rotativă (vezi fig. 2). La baza mesei se așează pe podea un generator de înaltă frecvență ce poate furniza un semnal modulat în frecvență (radio FM), sau amplitudine (semnal test TV). Podeaua de sub masa rotativă se poate roti o dată cu masa. Partea de podea ce se rotește este electric bine legată prin mai multe contacte alunecătoare de restul podelei ce constituie masa de referință. Generatorul de semnal se conectează la D.U.T. printr-un cablu de lungime minimă. Uzual se folosește un cablu coaxial cu o impedanță nominală de 75 Ω . El se împământează la borna de ieșire a generatorului de înaltă frecvență. Împământarea se realizează prin legarea bornei de ieșire de podeaua ce se rotește.

Observație:

Aranjamentul are ca scop simularea unei instalații de antenă colectivă. Practic se măsoară câmpul produs de curentul de mod comun ce circulă prin cablul coaxial.

TABELUL 2
LIMITE PENTRU PERTURBAȚIILE PRODUSE DE
RADIORECEPTOARE ȘI ECHIPAMENTUL ASOCIAT

Tipul echipamentului	Sursa de perturbație		Frecvența [MHz]	Valori limită ² [dB μ V]
Televiziune și VCR ³ $f_{rec} \leq 300$ MHz	oscilator local	fundamentala		57
		armonice	80...300	52
		armonice	300...1000	56
	altele		30...1000	în lucru
Televiziune și VCR ² $f_{rec} \geq 300$ MHz	oscilator local	fundamentala		56
		armonice	80...300	52
		armonice	300...1000	56
	altele		30...1000	în lucru
Radio-difuziune FM ⁴ (sunet)	oscilator local	fundamentala		60
		armonice	30...300	52
		armonice	300...1000	56
	altele		30...1000	în lucru
Radioreceptor ⁵ LF/MF/HF		în lucru	în lucru	în lucru

La aparatele prevăzute cu o antenă telescopică, aceasta se orientează vertical. Nu există nici o prevedere în ceea ce privește antenele de cameră (dipol, pig-tail). Antena pig-tail este o bucată de sârmă de 75 cm lungime ($\lambda/4$ la 100MHz) ce se poate atașa direct unei borne de tip IEC - intrare receptor FM.

Se prevede ca până la sfârșitul anului 1996 limitele pentru aparate asociate (CD, DCC, etc.) vor fi în sfârșit definitive.

² Valori cuasi-vârf (quasi-peak)

³ VCR - Video Cassete Recorder

⁴ FM - Frequency Modulation (modulație de frecvență)

⁵ LF/MF/HF - Low Frequency / Medium Frequency / High Frequency (joasă / medie / înaltă frecvență)

Recomandarea IEC CISPR 13, "Limite și metode de măsură a radiointerferențelor (perturbărilor electromagnetice) a receptoarelor de sunet și televiziune" este identică cu EN 55 013 în ceea ce privește metodele de măsurare. Deosebirea dintre cele două norme este doar limita pentru oscilatorul local al receptoarelor de televiziune. CISPR 13 prevede o valoare de $60\text{dB}\mu\text{V/m}$ (1mV/m), deci este cu 3dB respectiv 4dB pentru $f > 300\text{MHz}$ mai îngăduitoare decât EN 55 013. Cu toate eforturile CENELEC (Comité Européen de Normalisation ELECTrotechnique) și a CISPR, standardele de care sunt răspunzătoare cele două comitete normative devin din păcate din ce în ce mai diferite.

Pentru Statele Unite și țările ce au standarde similare normele FCC 2 [13] și FCC 15 subparts A-J [14] prevăd principial aceleași metode de măsurare ca și EN 55 013 respectiv CISPR 13. O măsurare specifică pentru receptoarele radio și TV americane este cea cu antenă dipol de 4 m înălțime. Măsurarea cu generatorul auxiliar de semnal lipsește.

Lângă masa rotativă, legat solidar de ea se montează un catarg de 4 m înălțime. El este confecționat din material neconductor. Catargul se poate deci roti o dată cu masa. La capătul superior al catargului se montează două țevi de aluminiu de 75 cm lungime, ce constituie o antenă dipol în $\lambda/2$ acordată pe frecvența de 100 MHz ($\lambda=3\text{m}$). Între dipol și D.U.T. se montează un cablu bifilar de $300\ \Omega$. Deși tunerele radio sau TV "americane" au mai nou o mufă de intrare de tip F (satelit), măsurarea cu cablul bifilar rămâne încă în vigoare. Pentru frecvențe mai mari de 300 MHz dipolul de $2 \times 75\text{ cm}$ se înlocuiește cu unul de 2×20 . **Observație:** Acest aranjament are ca scop simularea unei instalații de antenă individuală. Practic se măsoară atât câmpul perturbator produs de curentul de mod comun ce circulă prin cablul bifilar cât și câmpul produs de antena dipol. La aparatele prevăzute cu o antenă telescopică, aceasta se orientează vertical, orizontal dreapta și orizontal stânga (aparatură este privit din față). Nu există nici o prevedere în ceea ce privește antenele de cameră ce se pot eventual conecta la radioreceptor.

Normele specifice radioreceptoarelor și echipamentelor asociate au fost anterior prezentate. În norma EN 55 013 găsim definiția echipamentului asociat: El este menit să fie conectat direct la un receptor de sunet (radio n.a.) sau TV, sau destinat să genereze sau să reproducă informație audio sau vizuală. **Exemple:** amplificatoare audio, incinte acustice active, pick-up-uri, CD player-uri, echipament pentru înregistrarea magnetică, orgi electronice.

Din punct de vedere legal totul pare în regulă. În practică mai puțin. De exemplu:

Un producător de CD player-uri vrea să măsoare interferențele radio (radiația electromagnetică perturbatoare) produsă de aparatul său. Produsul este destinat Uniunii Europene. Aparatul se încadrează în categoria echipament asociat, deci trebuie să îndeplinească limitele din Norma Europeană 55 013. În norma 55 013 NU există o limită pentru echipamentul asociat. S-a convenit de către experții EMC ca în locul normei EN 55 013 să se folosească pentru echipament de larg consum ce conține microprocesoare norma EN 55 022. Aceasta conține limite pentru echipamentul de prelucrare (digitală) a informației.

Folosirea normei EN 55 022 în locul normei EN 55 013 este deci justificată deoarece:

- norma EN 55 013 nu conține limite și metode de măsurare pentru echipamentul asociat ce conține microprocesoare sau circuite digitale.
- EN 55 022 este cea mai "apropiată" normă din punct de vedere tehnic. Ea se ocupă de aparatura de prelucrarea datelor, funcțiune ce o îndeplinesc și microprocesoarele din aparatele de radiorecepție și echipamentul asociat.

Limitele cuprinse în EN 55 022 sunt aproape identice cu limitele normei americane FCC 15 part C & J. Pentru o *distanța de 3m* limitele sunt arătate în tabelul 3.

Limitele și metodele de măsurare pentru aparatura ISM = Industrială, Științifică și Medicală sunt cuprinse în norma EN 55 011 [1]. Limitele interferențelor radio (perturbațiilor electromagnetice) pentru această categorie de aparate sunt cu aproximativ 10 dB mai ridicate decât EN 55 022 clasa B. Această limită corespunde aproximativ aparatelor din clasa A, deci aparatelor destinate să funcționeze în medii industriale sau nerezidențiale.

Pentru aparatele electrocasnice și aparatură electrică portativă nu sunt prevăzute, conform EN 55 014 [4] măsurări ale radiației electromagnetice. La această categorie de aparate se măsoară perturbațiile conduse în domeniul 150 kHz...30 MHz.

Se mai măsoară cu ajutorul unui clește absorbant conform CISPR 16 [16] puterea electromagnetică radiată în domeniul 30 MHz ... 1 GHz. Pentru radioreceptoare și echipamentul asociat EN 55 013 prevede aceeași măsurare.

La fel și pentru lămpile fluorescente, EN 55 015 [5] nu prevede decât măsurarea interferențele produse în domeniul unde apar acest fel de perturbații și anume între 15 kHz și 30 MHz.

TABELUL 3
LIMITE PENTRU PERTURBAȚIILE PRODUSE
DE APARATURA DIGITALĂ

Norma	Frecvența [MHz]	Valoare limită ¹ [dB μ V/m]
EN 55 022 clasa A ²	30...230	50
	230...1000	57
EN 55 022 clasa B ³	30...230	40
	230...1000	47
FCC 15 part C & J ⁴	30...88	40
	88...230	43.5
	230...1000	46

Se poate afirma că pentru un aparat electric destinat să fie folosit într-o arie rezidențială (clasa B) limita de 40 dB μ V/m pentru interferențele radiate în domeniul 30 MHz ... 1000 MHz este acoperitoare. Nu am inclus aparatura de recepție radio sau TV, pentru aceasta existând limite specifice mai ridicate. Limitele mai ridicate sunt valabile numai pentru oscilatorul sau local din aceste aparate. Pentru interferențe de altă natură, deci circuite digitale, se poate aplica teoretic și se aplică unanim până în prezent limita de 40 dB μ V/m.

La o concluzie asemănătoare au ajuns și specialiștii din cadrul CENELEC când au elaborat în anul 1991 norma EN 50 081-1[9]. Titlul normei este: "Compatibilitate electromagnetică, standard general de emisie (a perturbațiilor electromagnetice, n.a.), clasă generică standard: rezidențială, comercială și industrială ușoară". Titlul englez este: "Electromagnetic compatibility, Generic emission standard, Generic standard class: domestic, commercial and light industry. Spre deosebire de normele prezentate până aici, norma EN 50 081-1 nu mai este o normă specifică (engl. basic standard) unor categorii de produse. Ea se aplică atunci când nu există norme specifice corespunzătoare unui aparat sau sistem electric.

¹ Valori cuasi-vârf (quasi-peak)

² În clasa A se încadrează aparate destinate să fie folosite în incinte comerciale (eventual industriale)

³ În clasa B se încadrează aparate destinate să fie folosite în spații domestice.

⁴ Radiatoare nealimentate de interferențe radio (aparatură digitală n.a.)

Ea se aplică unor produse pentru care nu există norme specifice, deci reprezintă o normă cu caracter general (engl. general standard). Mediul înconjurător electromagnetic descris de această normă este tocmai cel descris de norma EN 55 022 referitoare la echipamentul de prelucrare a informației în cadrul clasei B. La fel și limita pentru interferențe electromagnetice radiate corespunde celei din EN 55 022. Ea este tot de 40 dB μ V/m măsurați la o distanță standard de 3 m. Metodele de măsurare sunt exact acelea ce trebuie folosite când se aplică norma EN 55 022 sau EN 55 013. Se poate afirma că norma EN 50 081-1 este o aplicare a normei EN 55 022, normă specifică aparaturii de prelucrare a informației, echipamentului ce se folosește în zone rezidențiale, comerciale și industriale ușoare.

2.3 Analiza neajunsurilor metodelor legale

În capitolul 2.2 al lucrării au fost descrise principalele norme în conformitate cu care se măsoară interferențele radiate (perturbațiile electromagnetice) produse de către un echipament electric sau electronic. Locul standard deschis de măsurare a perturbațiilor electromagnetice, OATS, rămâne ca loc de referință pentru măsurarea interferențelor radio în domeniul 30 MHz ... 1000 MHz.

Principalul și cel mai mare dezavantaj al unui loc deschis standard îl constituie faptul că el este, după cum îi arată și numele, "deschis" pătrunderii perturbațiilor electromagnetice externe. Fig. 4, derivată din fig. 2 arată această pătrundere.

Din punct de vedere al compatibilității electromagnetice mediul înconjurător este "poluat". Ceea ce este folositor pentru o gamă largă de beneficiari, perturbă tocmai o măsurare de perturbații electromagnetice. Agentul perturbator extern într-o măsurare într-un loc standard deschis îl constituie toate serviciile publice, sau private de radiocomunicații ce emit semnal util sau armonice în gama de frecvențe 30 MHz...1 GHz. Nu numai radiocomunicațiile sunt responsabile de "poluarea" electromagnetică a mediului înconjurător, ci și diferitele aplicații industriale, științifice sau medicale (ISM) ale frecvențelor înalte. De asemenea și unele fenomene naturale ca de exemplu descărcările electrice din timpul furtunilor, produc perturbații electromagnetice.

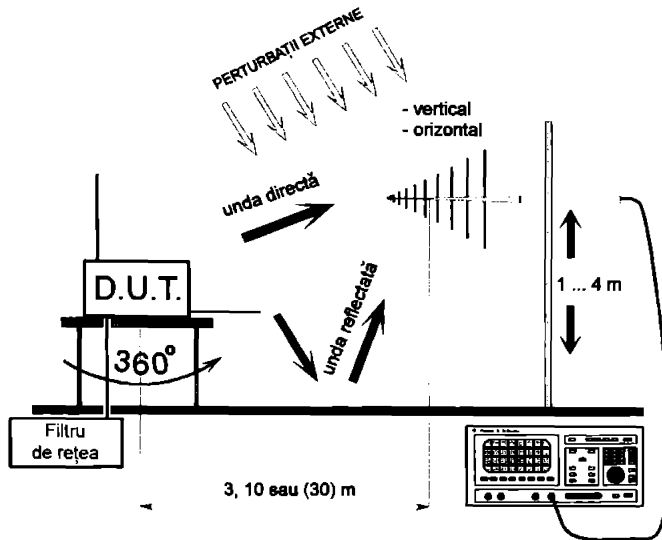


Fig. 4 Pătrunderea perturbațiilor electromagnetice exterioare la o măsurare într-un loc standard deschis.

Pe baza exemplului concret al unui loc standard deschis se vor analiza interferențele externe la care este expus locul. Locul ce se va descrie în continuare aparține firmei Philips, International Center of Competence Audio, Austria. El se găsește într-un cartier exterior al Vienei la o depărtare de aproximativ 9 km linie aeriană de un puternic emițător de unde ultracurte și televiziune. Locul este oficial recunoscut de către FCC de aproximativ 10 ani. Măsurările efectuate în Viena sunt recunoscute de către autoritățile americane. Deși nu este un loc oficial acreditat de către Uniunea Europeană din motive birocratice (Austria nu făcea încă parte din EU), măsurările efectuate în acest loc sunt recunoscute de către un corp competent al unei țări din EU. Ele sunt recunoscute de către **BZT (Bundesamt für Zulassungen in der Telekommunikation)** Krefeld, Germania. Prescurtarea BZT este pentru Oficiul Federal pentru Licențe în Telecomunicații [33]. Măsurările se efectuează în conformitate cu norma de asigurare a calității în toate sectoarele industriale ISO 9000.

Locul face parte din categoria 3 m. Ultima calibrare a locului a avut loc în luna aprilie 1994. Ea s-a efectuat prin măsurarea diferenței dintre atenuarea teoretică intrinsecă a mediului și atenuarea concretă a locului [45,46]. Diferențele au fost minore: +1.2 dB respectiv -0.9 dB. Locul nu are nevoie de corectarea rezultatelor măsurărilor.

Perturbațiile externe deranjează măsurările mai ale în gama 30 MHz ... 300 MHz. Există mai multe cauze principale de deranjamente externe:

1. Emițătoarele de unde ultracurte - televiziune și radiodifuziune MF
2. Telefonie radio - rețelele B, C și D
3. Radiotelefoanele - poliție, taxi, rețele electrice, sau gaz etc.
4. Transmiterea de date prin radio
5. Aplicații industriale sau medicale în care se folosește energia de înaltă frecvență
6. Perturbații atmosferice.

Perturbațiile externe ale locului standard deschis de măsurare nu pot fi înlăturate. În norma CISPR 16 [16] se precizează că rezultatul unei măsurări este valabil atunci când perturbația externă are un nivel situat la 10 dB sau mai mult sub nivelul perturbației ce se măsoară

Presupunând că perturbația externă este situată sub nivelul semnalului cu exact 10 dB, atunci, deoarece semnalul util și cel perturbator sunt necorelate, eroarea introdusă de însumarea lor vectorială va fi de numai + 5 %, adică + 0.4 dB. Dacă semnalul util este egal ca amplitudine cu semnalul perturbator, eroarea introdusă de însumarea lor va fi de + 3 dB. Dacă semnalul perturbator este mai mare decât semnalul util, măsurarea nu mai poate avea loc într-un loc deschis. Ea poate avea loc într-o cameră ecranată anecoidă, sau printr-o metodă de simplificare de exemplu metoda originală propusă de autorul lucrării.

Concluzii:

În cadrul capitolului 2 autorul analizează metodele legale de măsurare a perturbațiilor electromagnetice radiate. De asemenea sunt evidențiate și unele din problemele legate de aceste măsurări. Pe baza unui exemplu concret, a fost analizată o măsurare conformă cu prevederile legale. S-a subliniat neajunsul principal al măsurării: influența perturbațiilor exterioare.

3. Analiza influenței cablurilor atașate

3.1 Generalități

Măsurările se efectuează în gama 30 MHz ... 1 GHz. La stadiul actual al tehnicii, determinat de viteza circuitelor logice și de puterea lor, perturbațiile sunt cuprinse în gama megaherzilor până la aproximativ 200...300 MHz. Cablurile ce se atașează unui aparat electric standard au o lungime de aproximativ 1...2 m.

În practică lungimea cablurilor atașate unui aparat electric poate fi mai mare. Din punctul de vedere al EMC cablul se "termină" când intră într-un zid sau podea, deci din momentul în care el este împământat din punctul de vedere al curentului de mod comun. În fig. 5 s-a reprezentat modul în care se privește din punctul de vedere al EMC lungimea electrică a unui cablu.

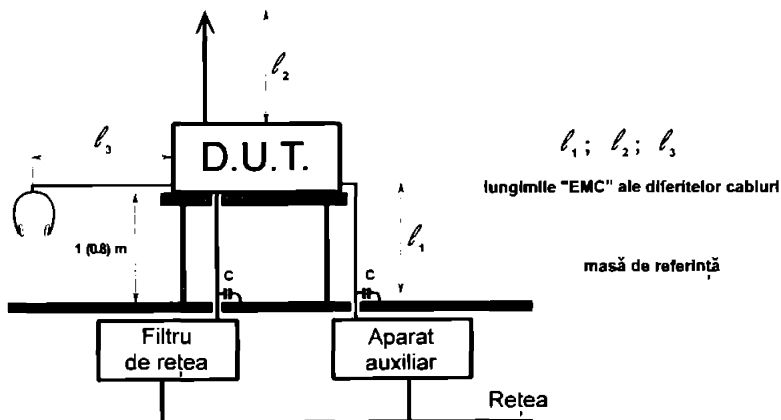


Fig. 5 Definiția poziției și lungimii "EMC" a cablurilor atașate unui aparat (D.U.T.)

Lungime electrică a unui cablu, din punct de vedere al compatibilității electromagnetice, se definește ca distanța dintre locul unde cablul este conectat la carcasa (masa de referință a aparatului) până la locul unde cablul este împământat din punct de vedere al modului comun.

Se poate de asemenea considera mufa de intrare sau ieșire din aparat. Excepție fac cablurile ce nu sunt împământate funcțional ca de exemplu: diferitele antene de cameră, microfoanele sau căștile.

La computere există de asemenea cabluri ce nu se "împământează" din punct de vedere EMC ca de exemplu: tastatura, mouse-ul, handscaner-ul, etc. Legarea unui aparat - D.U.T. de un alt aparat alimentat de la rețea printr-un cablu este considerată din punct de vedere EMC împământarea D.U.T.-ului. Cablul de rețea reprezintă în acest sens întotdeauna o împământare, deci legare la masa de referință a aparatului ce se testează.

3.2. Studiul influenței lungimii și a poziției cablurilor atașate

Din cele anterior arătate se poate afirma că lungimea diversele cabluri ce se pot atașa unui aparat electric este bine să fie luată în medie de 1.5 m. O lungime mai mare este greu de folosit experimental. O lungime mai mare nu se întâlnește de obicei în practică. După 1...2 m de la ieșirea din aparat orice cablu este din punct de vedere practic deja împământat. În figura 6 se prezintă rezultatul graficului unui experiment făcut de autor pentru a studia influența lungimii unui cablu asupra nivelului interferențelor radioemise.

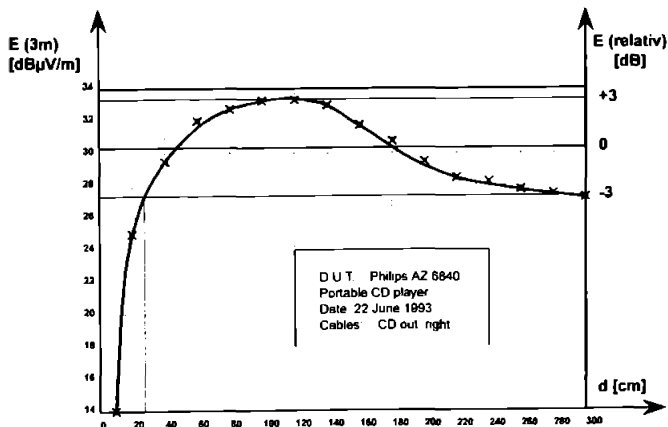


Fig. 6 Radiointerferențele unui CD player portativ în funcție de lungimea unui cablu atașat ($f_{\text{max}} = 118 \text{ MHz}$)

La aparat a fost conectat un singur cablu și anume cablul de ieșire analogă de semnal, CD out. EL a fost orientat orizontal spre dreapta. Cablul a fost legat de un țevă rigidă de plastic. Țeava de plastic a fost fixată rigid de masa de măsurare. Din el a fost tăiată pe rând câte o bucată de 20 cm. S-au măsurat conform EN 55 013 radiointerferențele produse de aparat. La capătul cablului s-au conectat două rezistențe nominale de $1k\Omega$ (ieșirea este stereo) pentru a fi în concordanță cu norma.

Deoarece câmpul perturbator E este produs de curenții de mod comun ce circulă prin cablu, conectarea acestor rezistențe nu a avut, după cum era și de așteptat, nici un efect asupra măsurărilor. Ele nu au mai fost conectate la următoarele măsurări.

Din graficul interferențelor funcție de lungimea cablului se observă că E prezintă un maxim la o lungime a cablului de aproximativ 100..130 cm. Măsurarea a avut loc la $f_{măsurare} = 118$ MHz. Lungimea de undă corespunzătoare acestei frecvențe este $\lambda = 2.5$ m. Cablul constituie deci o antenă în $\lambda/2$, ceea ce la frecvența dată ar fi o lungime de 127 cm.

Din grafic se mai observă că E nu variază decât foarte puțin, din punctul de vedere al EMC, cu lungimea cablului. Cu toate că d variază de la 30 cm la 3 m, E variază cu numai 3 dB. Cauza o constituie factorul de calitate relativ scăzut al antenei formate din cablul de ieșire al unui aparat audio. Se poate considera că în general un cablu de intrare sau ieșire dintr-un echipament audio are un factor de calitate în jur de 5. Pentru a "izola" echipamentul electronic de mediul electromagnetic înconjurător, diverși producători lungesc electric cablurile de ieșire din echipament.

Lungirea se realizează prin introducerea în serie cu cablul a unor bobine.

Se introduce o bobină și în traseul masă - tresa cablului ecranat. Bobinele au rol "izolator" nu numai la emisie, ci și atunci când se pune problema imunității aparatului. Într-un capitol ulterior se va reveni asupra subiectului. Rolul bobinelor poate fi explicat din două puncte de vedere. Din punctul de vedere al teoriei câmpului electric prin lungirea antenei ce o constituie cablurile de ieșire din aparat. O antenă astfel lungită are frecvența de rezonanță mult mai jos, deci nu mai este acordată pe frecvența perturbației. Perturbația scade corespunzător. Din punctul de vedere al teoriei rețelelor, rolul bobinelor este de a mări impedanța cablurilor de ieșire din aparat. Bobinele sunt parcurse de curentul de mod comun din cablu.

La un cablu audio de tipul semnal stânga + semnal dreapta + ecranare sunt necesare deci trei bobine pentru a nu permite curgerea curentului de mod comun. Prin fiecare din aceste trei bobine va curge $1/3$ din curentul de mod comun din cablu. Trebuie avut în vedere că o bobină reală prezintă un caracter inductiv numai până la frecvența de rezonanță!

Exemplu:

Constructiv o bobină uzuală are o capacitate parazită de 1pF. Dorim ca această bobină să mai fie eficientă (să mai prezinte un caracter inductiv și la 100MHz - VHF banda II radio FM). De fapt prin dimensionarea ce va urma reușim să realizăm o impedanță mai mare decât $Z=\omega L$ deoarece circuitul se află la rezonanță. Impedanța va fi de Q ori mai mare. Q este factorul de calitate în sarcină al bobinei. Uzual Q este cuprins între 10 și 30.

Înlocuind în formula frecvenței de rezonanță a unui circuit oscilant paralel:

$$f_{ra} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8)$$

mărimile frecvenței și ale capacității parazite obținem pentru L valoare 2.5 μH. Rezultatul obținut înseamnă că până la aproximativ 100 MHz putem folosi o bobină de 2.5 μH. La aproximativ 100 MHz bobina este la rezonanță, impedanța ei este foarte mare. Peste 100 MHz bobina prezintă un caracter capacitiv, deci nu mai are sens să o folosim. Dacă dorim ca rezonanța să aibe loc la o frecvență de 3 ori mai mare, la 300 MHz de exemplu trebuie să folosim o bobină din aceeași serie constructivă de 9 ori mai mică ca valoare

Dacă se conectează două cabluri, cablul anterior menționat și cablul de căști și se modifică numai lungimea unuia din cele două cabluri se obțin rezultate asemănătoare. Variația intensității câmpului perturbator cu lungimea cablului este și mai puțin pronunțată. La alte frecvențe din gama 50 MHz ... 200 MHz, unde se pune problema cablurilor în $\lambda/2$, se obțin rezultate asemănătoare dacă se reprezintă grafic interferențele radio ca funcție de lungimea cablurilor. Autorul lucrării consideră și practica o confirmă, că atașând cablul ce se livrează o dată cu aparatul, sau un cablu de 1.5 m lungime se poate obține deja un maximum pentru radiația perturbatoare. De câte mai multe ori cablul standard livrat o dată cu aparatul este de 1.5 m lungime.

3.3. Standardizarea lungimii și a poziției cablurilor atașate

Prin modificarea lungimii cablurilor atașate aparatului, din punct de vedere al teoriei câmpului electromagnetic, se realizează adaptarea antenei (cablul aparatului) la mediu. Din considerente constructive, de exemplu prin cuplaj electric și mai ales magnetic cu alte conductoare sau părți din cadrul aparatului (plăci de circuit imprimat) cablurile exterioare aparatelor au un factor de calitate redus. Practic valoarea acestuia este situată în jur de 5 [34]. Deci chiar adaptând exact impedanța de radiație a antenei, ce o constituie un cablu atașat unui aparat electric, mediul înconjurător (cu $Z_0 = 120 \pi \Omega$) nu vom reuși să radiem mai multe interferențe radio din aparatul ce se testează. Deci: dacă cablul atașat aparatului nu este la rezonanță, câmpul perturbator radial nu va diferi cu mult de cazul când cablul se află la rezonanță. Este dificil să se lungească fiecare cablu la o măsurare de perturbații electromagnetice.

Practic aceasta înseamnă că măsurând un aparat cu cabluri de lungime fixă, 1.5 m sau lungimea originală, sau măsurând aparatul cu cabluri de lungime ajustabilă, nu se va comite o eroare mai mare de 3 dB. În cadrul EMC 3 dB sunt considerați ca diferența acceptabilă între atenuarea teoretică și cea practică a locului deschis standard unde se măsoară perturbațiile electromagnetice. Ar fi bine ca normele să nu mai pretindă varierea lungimii cablurilor atașate aparatelor, deoarece prin aceasta nu se realizează decât variații minore ale intensității câmpului electric perturbator rezultat.

Trebuie amintit o cerință generală (CISPR 16[16]) și specifică EN 55 013, sau 022 și anume că numai 80% din aparatele din producția de serie trebuie să îndeplinească cu o probabilitate de 80% norma. Este așa numită clauză 80%/80%. Prin această clauză se admit depășiri ale limitei cerută de normă prin variații statistice ale valorii interferențelor produse de aparatele din producția de serie. Variația mărimii perturbațiilor datorită lungimii cablurilor poate fi considerată ca o un rezultat firesc ce provine din faptul că niciodată două aparate electronice nu se comportă la fel din punctul de vedere EMC. Diferențele se datoresc diferitelor factori majori legați de modul de asamblare, respectiv cablare al aparatului. Există și factori minori ce provin din caracteristicile individuale specifice diferitelor loturi de componente. Producătorii de aparatură electronică țin seama de variațiile sus amintite.

Ei își iau o rezervă de 6 dB față de limită. Rezerva trebuie să fie deja prezentă când se măsoară mostrele de laborator sau prototipul.

După cum s-a amintit numai EN 50 022 prevede variația lungimii și poziției cablurilor până se ajunge la cel mai defavorabil caz (worst case). Deoarece există dificultăți în realizarea practică și în descrierea poziționării cablurilor atașate unui aparat, autorul lucrării propune ca, așa cum s-a arătat mai înainte, lungimea cablurilor atașate unui aparat să fie sau de 1.5 m, sau de lungimea standard ce se livrează o dată cu aparatul. Pentru a veni în ajutorul celor ce măsoară efectiv interferențele electromagnetice radiate în 3, 10, sau 30 m, propun ca nici un cablu să nu depășească "electric" lungimea de 2 m. Cablurile ce depășesc această lungime se pot plia o dată sau de mai multe ori și lega sau tăia astfel încât lungimea lor electrică să nu depășească 2 m.

Norma EN 55 022, singura normă ce prevede variația amplasamentului cablurilor atașate, aparatelor nu face nici o precizare a modului în care să se facă variația. Se pretinde ca în cele din urmă să se ajungă la cel mai defavorabil caz. Experimental problema este deosebit de dificilă. Cablurile se pot și trebuie orientate conform normei în toate direcțiile posibile. Norma nu precizează și felul în care se pot fixa cablurile în spațiu. Să nu uităm că aparatul ce se testează se află situat pe parcursul măsurărilor pe o mășuță neconductoare de 1 m înălțime ce se rotește.

Pentru a simplifica măsurarea autorul lucrării a efectuat mai multe experimente.

Amplasarea cablului și a antenei sunt cele din fig. 7.

La măsurare s-a folosit o antenă biconală de bandă largă 30...300 MHz. Conform normei ar trebui să se folosească ca antenă de recepție, o antenă dipol în $\lambda/2$ acordată!! de fiecare dată când se măsoară o nouă frecvență. În practică se folosesc pentru a reduce timpul de măsurare antene de bandă largă [45]. Rezultatele măsurărilor cu ele nu diferă esențial (3dB) de cele obținute atunci când se măsoara cu dipolul legal.

În fig. 7 se observă masa rotativă pe care se află situat dispozitivul ce se testează. Ea este înconjurată de podeaua conductoare ce constituie masa de referință. La o distanță standard, 3 m de exemplu se găsește catargul antenei de recepție. Antena poate fi orientată vertical sau orizontal. Distanța dintre antena de recepție a interferențelor radio și podeaua conductoare poate fi variată între 1 și 4 m.

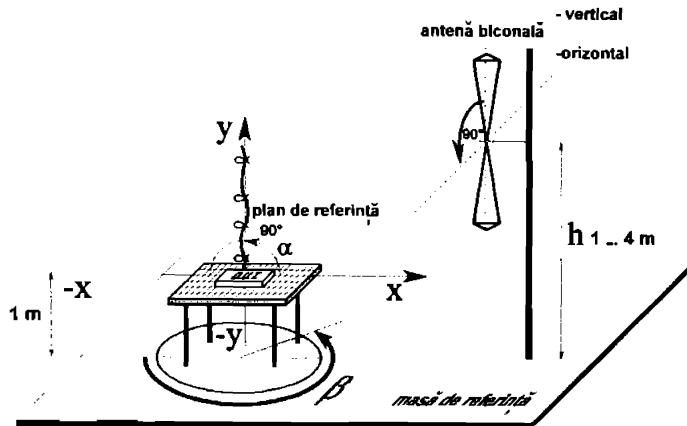


Fig. 7 Amplasarea aparatului, cablurilor conectate aparatului și ale antenei de măsurare într-o măsurare de interferențe radiate.

Pentru a putea descrie poziția cablurilor față de D.U.T. autorul lucrării introduce un sistem cartezian plan de coordonate atașat obiectului ce se măsoară. Axele sunt orientate ca în fig. 7. Obiectul ce se măsoară este privit din față, dinspre panoul frontal.

Este valabil următorul tabel de echivalențe (Tabelul 4):

Nr.	AXA	DIRECȚIA	SEMNL*
1	OX	dreapta	⇨**
2	OY	sus	⇧
3	O-X	stânga	⇩
4	O-Y	jos	⇩
5	OZ	înspre față	—
6	O-Z	înspre spate	—

* Semnul convențional ce va fi folosit pentru a indica direcția unui cablu

** ⇨ înseamnă cablu orientat spre dreapta, sau în direcția OX.

Nu a fost necesară introducerea axei **OZ** perpendiculară pe planul **XOY** deoarece, dacă un cablu este orientat după această axă, prin rotirea mesei cu 90° axa **OZ** trece în axa **OX** și nivelul radiației rămâne practic constant. Am verificat experimental ceea ce am afirmat anterior, iar diferențele obținute au fost situate sub 1.5 dB. Deci nu este nevoie să se orienteze un cablu și după axa **OZ**. Afirmția este valabilă și pentru axa **O-Z**. Măsurarea perturbațiilor produse de aparatul ce se testează cu un cablu orientat după axa **OZ** nu este lipsită de importanța. Această măsurare se poate face prin întoarcerea aparatului cu 90° în planul **XOZ**.

Pentru a putea verifica experimental dependența nivelului radiointerferențelor în funcție de poziția cablurilor autorul lucrării a adăugat mesei rotative conform EN..., CISPR 16 sau FCC 4 țevi ușoare confecționate din material neconductor. Trei dintre ele cu o lungime de 2 m au fost orientate de-a lungul axelor **OX**, **OY** și respectiv **O-X**. Ce-a de a patra țevă a fost orientată de-a lungul axe **O-Y**. Lungimea ei este de numai 1 m egală cu înălțimea mesei de măsurare. Țevile au fost fixate de masă cu ajutorul unor legături din plastic din cele ce se folosesc la diferitele aparate electronice pentru legarea cablurilor între ele. Cablurile ce se conectează la aparatul de testare se fixează de țevi prin intermediul unor prinzătoare de cablu ce au forma literei Ω întoarsă.

Pentru a determina dependența perturbațiilor de poziția cablurilor, au fost efectuate următoarele experiențe:

1. Cablul atașat aparatului a fost orientat vertical în sus (axa **OY** sau \hat{U}). Antena de măsurare a interferențelor orientată vertical. Fig. 7 reprezintă tocmai acest aranjament experimental. În figură $\alpha = 90^\circ$. Modificând înclinația (unghiul α) dintre cablul atașat aparatului și axa orizontală (**OX**), s-a măsurat variația câmpului perturbator ca funcție de α . Cablul de ieșire din aparat a fost fixat de un cadru neconductor aflat între țevile ce constituie axele **XO-X** și **YO-Y**. Unghiul α a fost variat din 10° în 10° de la 0° la 360° , adică a fost parcurs un cerc complet. Pentru că am reprezentat o caracteristică (lob) de radiație a unei antene am folosit coordonate polare.

Rezultatele experimentale sunt reprezentate grafic în fig. 8.

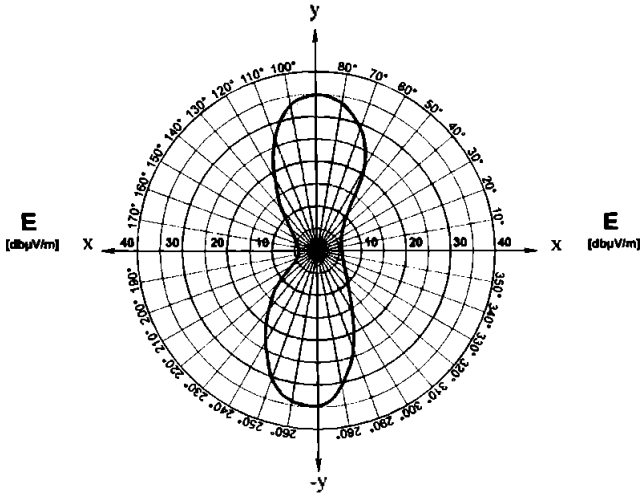


Fig. 8 Caracteristica de radiație a unui cablu - antena de măsurare orientată vertical.

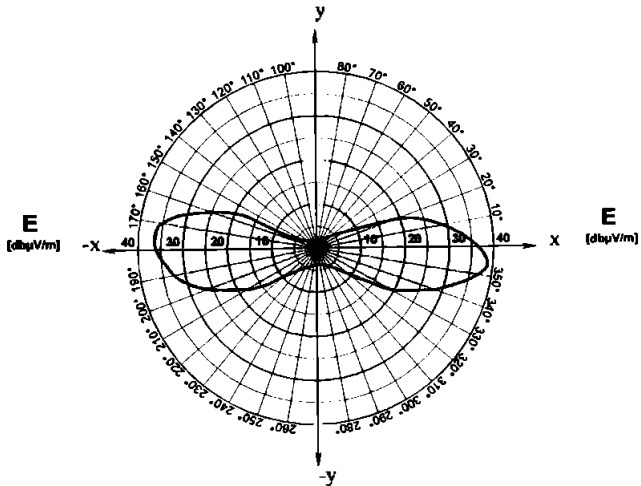


Fig. 9 Caracteristica de radiație a unui cablu - antena de măsurare orientată orizontal.

2. Cablul atașat aparatului a fost orientat orizontal spre dreapta (axa **OX** sau \Rightarrow). Antena de măsurare a interferențelor orientată vertical. Modificând înclinația (unghiul α) dintre cablul atașat aparatului și axa orizontală (**OX**), s-a măsurat variația câmpului perturbator ca funcție de α . Rezultatele experimentale sunt reprezentate grafic în fig. 9.

Din figurile 8 și 9 care reprezintă caracteristicile de radiație al unui CD player portativ de tipul PHILIPS AZ 6840 se observă că.

- dacă se conectează un singur cablu la aparat ca în fig. 8 și 9, radiația maximă corespunde orientării cablului.
- Nu are rost să se măsoare polarizarea contrară (antenă \Rightarrow - cablu \uparrow) $\Delta = 30\text{dB}$.

Dacă DUT are un cablu orizontal și unul vertical vor trebui testate amândouă polarizările. Va trebui măsurat vertical și orizontal.

Ca metodologie de măsurare și de găsire a celui mai defavorabil caz, autorul lucrării propune următoarea metodă. Se introduce poziția cablurilor ce se pot atașa unui aparat într-un tabel, de exemplu tabelul 5:

După ce au fost trecute toate datele unui aparat în tabelul 5 se începe măsurarea propriu-zisă. Pentru început se aranjează cablurile într-o poziție pentru care se crede, sau se știe din experiență, că produce interferențe maxime. Pentru un CD player portativ aceasta este de obicei amplasamentul A. Cablul CD out este orientat orizontal spre dreapta, iar cablul de căști orizontal spre stânga. Cablurile constituie un dipol cu o lungime totală de 3 m.

Rezultatele măsurărilor se introduc într-un tabel de forma tabelului 6:

Se începe completarea tabelului 6. Începând de la 30 MHz se caută perturbațiile produse de către aparatul ce se măsoară. Un mare ajutor în munca de căutare îl oferă faptul că la o măsurare orizontală (cablurile aparatului majoritar orientate orizontal, la fel și antena de recepție) nivelul perturbațiilor se modifică o dată cu rotirea mesei. Dacă am reprezenta caracteristica de radiație a aparatului ce se măsoară în funcție de unghiul β am obține figuri asemănătoare figurilor 8 și 9. Unghiul β este unghiul dintre un punct arbitrar fix de referință atașat mesei rotitoare și un punct arbitrar fix de pe masa de referință. El a fost reprezentat în fig. 7. Până la frecvențe de 250...300 MHz se obțin doi lobi de radiație. La frecvențe mai mari se obțin mai mulți lobi.

AMPLASAMENTUL DIFERITELOR CABLURI ATAȘATE APARATULUI: [numele aparatului]							
CABLUL	AMPLASAMENTUL DE MĂSURARE						
	A	B	C	D	E
CD out	⇨	⇨	⇩				
Căști	⇨	⇨	⇩				
Telecomandă	⇨	⇨	X				
.....							
Cablul de alimentare	⇩	⇩	X ¹				
Alimentarea ²	M	A	B				
Antena de măsurare ³	⇨	⇨	⇩				

Tabelul 5 Amplasamentul cablurilor la o măsurare de radiație electromagnetică

MĂSURAREA INTERFERENȚELOR RADIO (3m) ALE APARATULUI: [numele aparatului] CONFORM NORMEI [numele normei]							
FRECVENȚA [MHz]	K ⁴ [dB]	AMPLASAMENTUL DE MĂSURARE					E _{max} [dBμV/m]
		A	B	C	
111.5	8.5	14					22.5
118.1	8.7	20	16	12			28.7
147.2	9.3	11					20.3
.....

Tabelul 6 Măsurarea radiației electromagnetice cu amplasamentul cablurilor conform tabelului 5.

¹ Simbolul X înseamnă că respectivul cablu se poate atașa aparatului dar nu este atașat pentru amplasamentul respectiv.

² M: Rețea A: Alimentator exterior B: Baterii

³ ⇨ orizontal ⇩ vertical

⁴ Factorul de corecție al antenei [46].

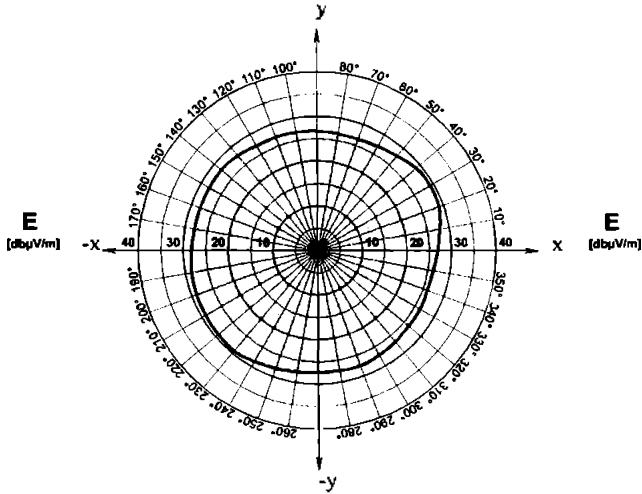


Fig. 10 Caracteristica de radiație a unui D.U.T. - antena de măsurare orientată vertical; $f_{măsur}$ = 56.8 MHz.

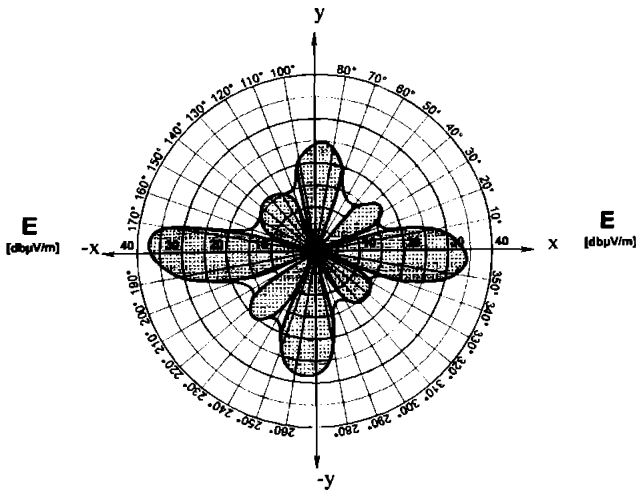


Fig. 11 Caracteristica de radiație a unui D.U.T. - antena de măsurare orientată orizontal; $f_{măsur}$ = 257 MHz.

Doi dintre ei, aproximativ egali ca valoare și cu nivelurile cele mai mari constituie lobii principali. Ceilalți lobi - lobii secundari, nu interesează din punctul de vedere EMC. Ei nu interesează deoarece ne aflăm în căutarea celui mai defavorabil caz, cel cu interferențe maxime. În fig. 10 și 11 au fost reprezentate caracteristicile de radiație ale unui aparat DCC = Digital Compact Cassette stand alone de tipul PHILIPS DCC 300.

Fig. 10 reprezintă rezultatul unei măsurări de interferențe de tip "vertical". Acest tip se caracterizează prin faptul că marea majoritate a cablurilor sunt orientate vertical în sus sau în jos. Se observă că prin rotirea mesei, adică prin modificarea unghiului β , nivelul perturbațiilor nu se modifică substanțial. Fenomenul poate fi ușor explicat. O orientare a cablurilor după direcția verticală, axa YO-Y, înseamnă orientarea lor după axa de rotație a mesei. Axa de rotație a mesei corespunde aproximativ cu axa de simetrie verticală a D.U.T.-ului. Diferențele de ordinul centimetrelor dintre axe dau o diferență a nivelului interferențelor de circa ± 1.5 dB la o rotire completă (360°) a mesei. În condiții de câmp liber este foarte greu să se deosebească o perturbație ce provine de la obiectul ce se testează într-o măsurare de tip vertical sau de la o sursă de perturbații externă. S-ar putea aduce contra-argumentul că operatorul ar putea de la locul lui de măsurare (pupitrul de control) întrerupe alimentarea cu energie electrică a aparatului ce se testează. Aceasta este teoretic posibil, practic însă cere un mare consum de timp. La un aparat digital la conectarea sursei de energie de obicei aparatul trece în starea de STAND-BY (repaus). Operatorul trebuie să se deplaseze personal la aparat pentru al pune în poziția normală de funcționare (PLAY). Cu ajutorul unei telecomenzi, dacă aparatul are în componența sa una, se poate realiza de asemenea punerea în funcțiune a acestuia. Dificultatea constă în faptul că masa pe care se află aparatul trebuie rotită până când acesta se află sub un unghi favorabil pentru a primi semnalul de la telecomandă. Specificațiile telecomenzilor actuale cu unde infraroșii prevăd o valoare de $\pm 60^\circ$ pentru unghiul maxim sub care se mai pot recepționa semnalele telecomenzii.

Experimentele anterior enumerate arată că este dificil să se înceapă o măsurare de interferențe radio cu o măsurare de tip vertical. Este mai practic, după cum se observă și din fig. 11 să se înceapă cu o măsurare de tip orizontal. Perturbațiile care provin de la D.U.T. variază o dată cu rotirea mesei. Există cazuri în care apar doi sau mai mulți lobi de radiație, în funcție de frecvența la care se fac măsurările.

Diferențele dintre maximele corespunzătoare diferiților lobi sunt de aproximativ 10dB. În fig. 12 a fost reprezentat rezultatul dinamic al unei măsurări de tip orizontal. S-a reprezentat același lucru ca în fig. 11, dar în coordonate carteziene. Axa absciselor corespunde unghiului β . Pentru o rotație a mesei de 3rot/min corespunde un timp de 20s pentru o rotație completă. În acest mod a putut fi etalonată axa absciselor în unități de arc [°] și timp [s]. Axa ordonatelor corespunde lui E.

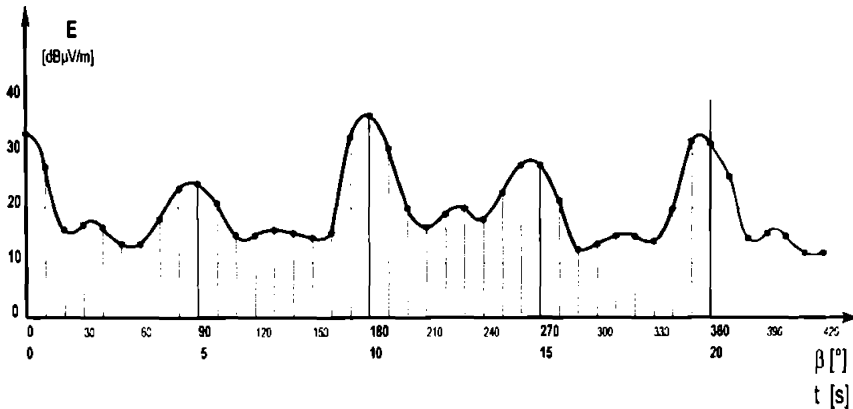


Fig. 12 Variația câmpului perturbator E în funcție de poziția mesei (unghiul β)

De fapt fig. 12 reprezintă variația indicației aparatului pentru măsurare⁵⁷ intensității câmpului perturbator în funcție de timp. Măsurările s-au efectuat din 10^{11} în 10^{10} . Este relativ ușor de a găsi, respectiv a calcula, maximum absolut al interferențelor. El se găsește la aproximativ 178° și are valoarea $E = 37 \text{ dB}\mu\text{V/m}$.

Revenim la modul de completare al tabelului 6. Am afirmat la început că se completează întâi coloana A. S-a presupus, sau știut din măsurări anterioare, că pentru acest aranjament de măsurare se vor obține perturbațiile maxime. Coloana A corespunde unei măsurări de tip orizontal. Se va încerca ca prin amplasamentul cablurilor să se realizeze o configurație de tip dipol. Aceasta presupune ca aproximativ o jumătate de cabluri să fie orientate spre dreapta aparatului, iar jumătatea cealaltă spre stânga aparatului. Găsirea și protocolarea tuturor frecvențelor la care apar perturbații ar consuma prea mult timp,

deoarece măsurarea se efectuează manual. Este bine să se treacă în tabelul 6 numai perturbațiile cu un nivel situat peste un nivel limită. Din considerente practice nivelul limită a fost ales la 20 dB μ V/m, adică la 20 dB sub nivelul limitei legale. Perturbațiile cu un nivel mai mare decât nivelul limită se trec în tabel, cele cu un nivel mai mic se ignoră. În continuare completăm coloana **B**. Ea corespunde tot unei măsurări de tip orizontal.

Pentru a completa mai repede tabelul 6 ne folosim de faptul că o variație a aranjamentului cablurilor nu influențează în mod decisiv nivelul perturbațiilor ce provin de la un aparat. Marcăm în coloana frecvențelor acele frecvențe la care interferențele au fost maxime. În mod practic putem lua de exemplu primele 5 frecvențe unde am măsurat cele mai mari niveluri. Va trebui să ținem cont și de factorul de corecție al antenei din coloana **K**. Numai la cele 5 frecvențe efectuăm o măsurare corespunzătoare aranjamentului de tip **B**. Eventual în coloanele **C** și **D** mai putem să testăm influențele unor alte aranjamente orizontale de măsurare. Pentru a economisi timp alegem pentru măsurarea din coloanele **C** și **D** numai frecvența din coloana **B** la care interferența a atins un nivel maxim. Algoritmul de măsurare descris se poate reprezenta în cuvinte cheie în felul următor:

MĂSURARE ORIZONTALĂ

- COLOANA A:** nivelul corespunzător la n frecvențe $E > 20$ dB μ V/m
 - aranjament experimental de tip dipol orizontal
- COLOANA B:** nivelul corespunzător la 5 frecvențe E_{\max} 1..5
 - alt aranjament experimental de tip orizontal
- COL. C și D :** nivelul cu E_{\max} absolut
 - diferite alte aranjamente de tip orizontal

Măsurarea verticală decurge într-un mod cu totul asemănător cu singura observație că nivelurile mari de interferențe se măsoară la frecvențe joase (30..60 MHz).

Tabelul 6 este realizat de autorul lucrării cu ajutorul programului EXCEL 5.0. Completarea lui se face semiautomat. Se introduce o frecvență în prima coloană. Factorul de corecție al antenei este automat calculat de către tabel. S-a introdus ca o subrutină curba de corecție a antenei. Ea este dată de 20 de puncte de coordonate (f_i, K_i) $i = 1..20$.

Curba de corecție este aproximată între puncte prin segmente de dreaptă. Pentru o frecvență oarecare factorul de corecție este calculat din ecuația segmentului de dreaptă ce trece prin punctele inferior respectiv superior frecvenței date. Eroarea introdusă de aproximarea curbei de corecție a antenei prin segmente de dreaptă este mai mică decât 0.1 dB. Eroarea este mult mai mică decât eroarea de citire a amplitudinii (0.5 dB), sau diferențele de amplitudine obținute ca urmare a unor mici modificări ale poziției cablurilor. Același aparat măsurat în aceleași condiții (date de tabelul 5) conduce la diferențe de 1...1.5 dB între două măsurări succesive.

La calcularea câmpului perturbator maxim se folosește relația: $E_{\max} = \max(A, B, C, \dots)$.

Tabelul 6 se poate prezenta chiar sub forma tabelii originare, sau sub formă de histogramă sau curbă (puncte discrete) pentru o mai bună înțelegere a rezultatelor.

Concluzii:

Prin exemple bazate pe măsurări proprii autorul lucrării a arătat o parte din neajunsurile metodelor legale de măsurare a perturbațiilor electromagnetice radiate. El a arătat, respectiv demonstrat, o metodă sistematică de măsurare a perturbațiilor radiate (în 3 sau 10 m). Metoda de măsurare anterior descrisă se bazează întru-totul pe cerințele prevederilor legale. Meritul ei constă în faptul că face o legătură între norma legală și aplicare ei în practică. Aplicarea consecventă a metodei anterioare, îmbinată armonios cu experiența câștigată din măsurări anterioare, duce la scurtare timpului de măsurare. Totodată se evită ca din neglijență unele aranjamente ale cablurilor conectate aparatului ce se testează să fie uitate la efectuarea diferitelor măsurări. Metoda originală a autorului se folosește deja în cadrul firmei Philips, pentru a ușura comunicare cu centrele de proiectare și producție din Orientul Îndepărtat. Autorul intenționează să o prezinte ca propunere de normă și CENELEC.

În capitolele următoare se va arăta cum pot fi găsite frecvențele la care se poate aștepta ca valorile amplitudinii câmpului perturbator să se găsească în apropierea limitei legale.

Metoda anterior prezentată constituie de asemenea un răspuns clar și sistematic la întrebarea: Cum se orientează respectiv aranjează cablurile la o măsurare de radiații perturbatoare?

La întrebările de mai jos se va răspunde în următoarele capitole.

- Cum se poate reduce radiația electromagnetică perturbatoare a unui aparat?
- Cum se poate măsura în prezența unor perturbații externe?

4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare

4.1 Generalități

În capitolul 2 al lucrării au fost descrise principalele norme în conformitate cu care se măsoară interferențele radiate (perturbațiile electromagnetice) produse de către un echipament electric sau electronic. Locul standard deschis de măsurare a perturbațiilor electromagnetice, OATS, rămâne ca loc de referință pentru măsurarea interferențelor radio în domeniul 30 ...1000 MHz. Din cauză că locul standard deschis are anumite dezavantaje, în locul lui se folosesc alte metode de măsurare a perturbațiilor radiate.

Măsurările și în special cele automatizate nu se pot efectua în condiții de loc deschis din cauza perturbațiilor externe datorită emițătoarelor comerciale și profesionale ce se găsesc în relativa proximitate a locului. Din această cauză măsurările strict riguroase se efectuează în *camere ecranate anecoide* sau celule TEM, GTEM sau TRIGATEM așa cum s-a arătat în [46]. Realizarea unor incinte speciale este dificil de realizat din punct de vedere tehnic (îndeplinirea atenuării standard se realizează foarte greu până la 10dB - sub această valoare urmează factorii de corecție ce impun multe calcule dificile). Dificultăților de ordin tehnic li se adaugă și probleme financiare. Acestea din urmă sunt imense și nu oricine își poate permite construcția unei incinte anecoide.

Un alt dezavantaj, atât al locului deschis cât și al incintelor anecoide, este faptul că măsurările ce se efectuează aici sunt complicate și cer mult timp. Protecția de echipament și aparatură electronică și-au dorit și își doresc metode simple, de laborator, care să permită evaluări aproximative ale stadiului EMC în care se găsește prototipul aparatului, respectiv aparatul propriu-zis. Reducerea perturbațiilor trebuie făcută fără a înrăutăți performanțele intrinseci ale aparatului. Performanțele se pot măsura numai în laborator. Există puține locuri deschise și incinte anecoide, unde să se poată măsura și la nevoie reduce perturbațiile radiate ale diverselor aparate. Toate aceste considerente au dus la cerința de a pune la dispoziția proiectanților din industria electronică a unor metode simplificate, de laborator, de măsurare absolută și relativă a perturbațiilor electromagnetice radiate.

4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare

Când se utilizează metodele legale de măsurare a perturbațiilor radiate și când cele simplificate sau înlocuitoare? Răspunsul îl constituie organigrama din fig. 13.

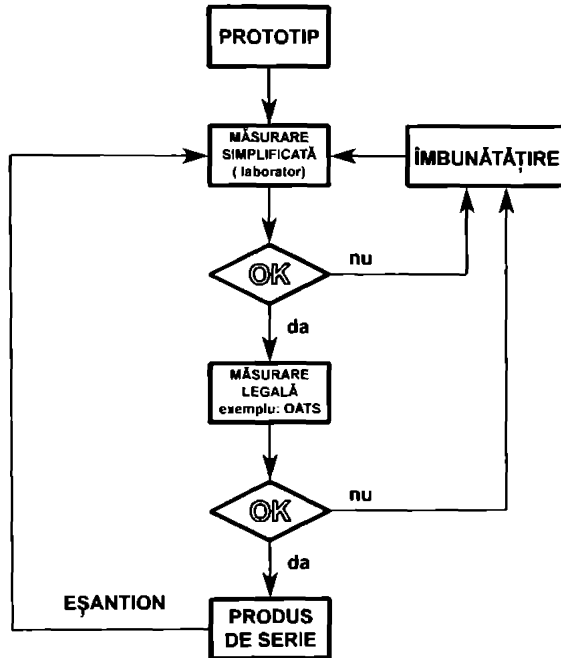


Fig. 13 Organigrama măsurărilor (testărilor) EMC ale unui aparat electronic.

Din organigrama realizării unui produs electronic se poate vedea când se aplică metoda simplificată, sau când se aplică metoda legală de măsurare a compatibilității electro-magnetice. Se observă că metoda simplificată se aplică în două situații.

1. Înainte unei măsurări legale respectiv riguroase.

Această "premăsurare" are ca scop verificarea cerinței ca aparatul să se situeze în ceea ce privește perturbațiile sub limita legală.

Dacă de exemplu un aparat măsurat după metoda aproximativă (simplificată) se situează cu perturbațiile la peste 6 dB peste limita legală nu are sens ca el să mai fie măsurat conform cu metoda legală. Perturbațiile produse de acest aparat trebuie să fie reduse în laborator.

Îmbunătățirile aduse aparatului fac ca perturbațiile acestuia să fie situate sub limita legală atunci când se măsoară prin metoda simplificată. Aparatul poate fi supus unei măsurări legale. Dacă măsurarea legală conduce la rezultate negative, produsul trebuie să fie din nou îmbunătățit în laborator. Se va arăta în decursul lucrării că orice îmbunătățire relativă măsurată în laborator, corespunde unei îmbunătățiri aferente atunci când se măsoară perturbațiile radiate cu ajutorul metodei legale. În cazul în care aparatul, respectiv prototipul unui aparat, corespunde cerințelor normei legale, atunci el poate fi produs în serie.

2. Testare unor eșantioane din producția de serie.

Din diferite cauze în timpul producției de serie a unui produs, acesta suferă diverse modificări tehnice. Unele componente din componența aparatului provin de la alți furnizori, sau furnizorul inițial schimbă componenta, respectiv specificația ei. Nu pot fi excluse de pe lista schimbărilor și modificările în configurația circuitului imprimat (lay-out), sau modificările aduse cablării interne sau externe a produsului. Datorită unora din cauzele sus enumerate caracteristicile de radiație perturbatoare ale produsului se pot modifica. Prin utilizarea metodei aproximative se poate compara caracteristica de radiație a produsului înainte de modificare cu cea de după modificare.

În concluzie: Se ia o "amprentă" a radiației perturbatoare a produsului. Se execută modificarea dorită. Se ia din nou "amprenta" radiației. Se compară cele două "amprente". Diferența rezultată în urma comparației se extrapolează teoretic pentru o măsurare legală. Dacă în urma extrapolării rezultatul se situează sub nivelul limită, atunci modificarea poate fi acceptabilă din punct de vedere EMC. Se face în continuare o măsurare legală. Dacă modificarea produce o ridicare a nivelului extrapolat peste nivelul legal, atunci ea nu poate fi executată, sau trebuie luate măsuri de reducere a radiației perturbatoare.

Din descrierea modului de aplicare a metodei simplificate și a celei riguroase s-a desprins o cerință importantă în ceea ce privește cele două metode de măsurare și anume **CORELAȚIA** dintre ele.

În continuare se vor prezenta bazele teoretice, aplicarea practică și câteva restricții ale metodei aproximative (simplificate sau înlocuitoare) de măsurare a perturbațiilor electromagnetice radiate provenite de la un aparat electronic. Subliniez faptul că metoda simplificată este aplicabilă numai în laborator, pentru rezultate exacte se aplică metodele legale.

4.1 Cleștele de curent

Măsurarea unei tensiuni se efectuează între două puncte, adică un instrument de măsurare a tensiunii trebuie conectat la aceste două puncte. Această regulă elementară este cunoscută în electronică (electrotehnică), cu toate acestea de multe ori se specifică numai conectarea la un punct de măsură - punctul "cald". Punctul "rece" sau masa montajului se consideră legată de referința instrumentului de măsurare. Metoda de măsurare anterior menționată este valabilă numai în cadrul electrostaticii, adică pentru o frecvență nulă. Numai atunci, tensiunea dintre două puncte, adică integrala intensității câmpului electric de-a lungul unei linii oarecare ce unește cele două puncte, este independentă de alegerea drumului de integrare.

Dacă frecvența este diferită de zero, atunci în expresia tensiunii între două puncte trebuie inclusă și componenta indusă de către câmpul magnetic. Afirmarea reciprocă este și ea valabilă: Dacă între două puncte există o tensiune cu o frecvență diferită de zero, atunci această tensiune va produce un câmp magnetic. Tensiunea indusă în primul caz, respectiv câmpul magnetic corespunzător celui de al doilea caz, sunt direct proporționale cu aria buclei.

Concluzia ce rezultă este una din regulile de bază ale compatibilității electromagnetice: **Buclele trebuie să fie reduse la un minim necesar!**

Din punctul de vedere al compatibilității electromagnetice pasive, bucle minimale înseamnă tensiuni perturbatoare induse minime. Din punctul de vedere al compatibilității electromagnetice active, bucle minimale înseamnă câmpuri electromagnetice perturbatoare radiate minime.

De multe ori problemele legate de radiația perturbatoare sunt datorate de curenții ce parcurg bucle de o anumită suprafață. Problema care se pune este: Cum măsurăm acești curenți? Instrumentul standard de măsurare a curenților de înaltă frecvență este proba de curent. O măsurare cu ajutorul unei probe de curent este reprezentată schematic în fig. 14

În cazul măsurărilor de interferențe electromagnetice măsurarea curenților este mult mai importantă decât măsurarea tensiunilor. De asemenea măsurarea curenților cu ajutorul unei probe de curent sub formă de clește - așa numitul **clește de curent**, este simplă deoarece nu necesită întreruperea circuitului ce se măsoară.

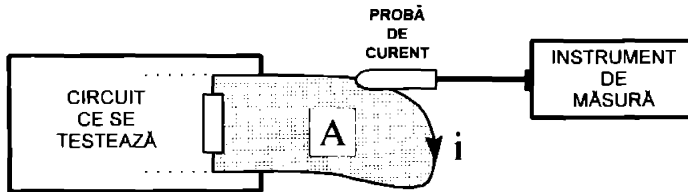


Fig. 14 Măsurarea unui circuit cu ajutorul probei de curent.

O probă de curent este un transformator. Curenții ce circulă prin părțile metalice ale unui cablu ce se testează produc câmpuri magnetice într-un miez magnetic. Câmpurile magnetice din miez induc o tensiune în înfășurarea conectată la un instrument de măsură. De fapt proba de curent este din punct de vedere electrotehnic un transformator de curent. Primarul îl constituie cablul în care se măsoară curentul de înaltă frecvență, iar secundarul îl constituie înfășurarea conectată la instrumentul de măsurare.

În cadrul EMC se măsoară două feluri de curenți:

1. **Curenții diferențiali** sunt curenți de cele mai multe ori dorți. Ei circulă de la sursa de semnal spre consumator pe un cablu și se întorc de la sursa de la consumator pe un alt cablu. Pentru un cablu coaxial firul central reprezintă calea de ducere a semnalului, iar tresa calea lui de întoarcere.

Sensurile sunt alese convențional.

2. **Curenții de mod comun** sunt curenți de cele mai multe ori nedorțiți, ce circulă de la sursa de semnal spre mediul exterior pe mai multe cabluri și se întorc din mediul exterior spre sursă prin intermediul pământului și prin intermediul masei respectiv carcasa aparatului. Pentru un cablu coaxial firul central și tresa pot fi considerate ca fiind un singur conductor (scurtcircuit virtual) pentru modul comun.

Trebuie menționat faptul că din diferite cauze, în special asimetrii, are loc o transformare a curenților doriți de mod diferențiali în curenți nedorțiți de mod comun.

În figura 15 este reprezentată o măsurare a unui curent de mod comun a) și a unui curent diferențial b) cu ajutorul unui clește de curent.

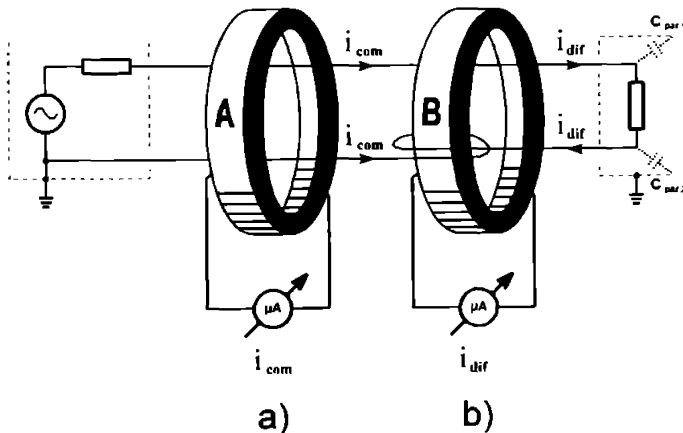


Fig. 15 a) măsurarea curentului de mod comun i_{com} b) măsurarea curentului de mod diferențial i_{dif}

În figura 15 a) este descrisă măsurarea cu ajutorul cleștelui de curent de înaltă frecvență a curentului de mod comun. Apariția curentului de mod comun se datorește în primul rând **conversiei mod diferențial - mod comun** [30] ce are loc datorită asimetriilor montajului.

În cadrul figurii 15 asimetriile circuitului au fost exemplificate prin capacitățile parazite dintre sarcină și carcasa acesteia C_{par1} și C_{par2} . Cele două componente de valoare i_{com} , nu neapărat egale ca valoare, produc în miezul A fluxuri de același semn. Curentul diferențial i_{dif} produce în miezul A fluxuri de semne contrarii ce se anulează reciproc. Curentul măsurat de microampermetrul a) va fi deci proporțional tocmai cu suma fluxurilor ce străbat miezul a), deci va fi proporțional numai cu curentul de mod comun.

Curentul diferențial, de fapt curentul util furnizat de generator sarcinii poate fi măsurat așa cum se arată în fig. 15 b). Fluxurile produse de cele două jumătăți ale curentului de mod comun se anulează în miezul B. Fluxurile produse de curentul diferențial se însumează, deci curentul de măsurat de către microampermetrul b) va fi proporțional cu de două ori valoarea curentului diferențial.

4.2.1 Realizarea constructivă a cleștelui de curent

Am arătat anterior că montajul din figura 15 este un transformator de curent. Secundarul lui trebuie să fie în scurt circuit. Pentru transformatoarele de curent de joasă frecvență rolul scurtcircuitului îl joacă un șunt. Paralel cu șuntul se conectează un voltmetru analog sau digital ce cuprinde și partea de redresare. În cazul cleștelui de curent de înaltă frecvență, rolul șuntului îl are chiar rezistența joasă de intrare de 50Ω a unui analizor de spectru de înaltă frecvență, sau receptor de măsurare. În cadrul compatibilității electromagnetice se măsoară aproape în exclusivitate curenții de mod comun. Montajul experimental ce permite măsurarea acestora este reprezentat în figura 16.

La măsurările efectuate cu ajutorul unui clește de curent de înaltă frecvență trebuie ținut cont de anumite reguli. Ele trebuie să țină cont de care fel de clește de curent se întrebunțează. Există la ora actuală pe piața diverse tipuri de clești de curent de înaltă frecvență. Principalii ei sunt realizați constructiv conform figurii 16. Pentru a evita intrarea în saturație a miezului magnetic, acesta prezintă un întrefier δ relativ mare. La cleștii de curent de proveniență industrială $\delta \approx 1$ mm.

La acest întrefier îi corespunde un curent diferențial maxim de ca. 50 A.

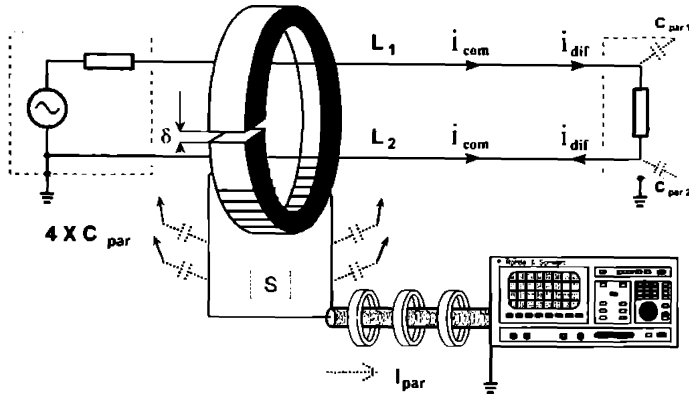


Fig . 16 Măsurarea curentului de mod comun printr-un cablu cu ajutorul cleștelui de curent

Dacă la o măsurare cu un clește de curent se depășește valoarea maximă a curentului diferențial (valoare precizată în specificația cleștelui), miezul magnetic toroidal al cleștelui intră în regiunea neliniară a caracteristicii **B-H**. Din punctul de vedere al utilizatorului, fenomenul se manifestă prin reprezentarea distorsionată a semnalelor utile (comprimare) și prin apariția produselor de intermodulație.

Pentru a permite funcționarea cleștilor de curent la frecvențe ridicate capacitatea secundarului trebuie să fie cât mai redusă. O capacitate minimă se realizează prin utilizarea unei singure spire în secundar. Raportul de transformare ideal în curent va fi deci de 1:1.

O altă cerință specifică cleștilor de curent, este aceea că ei trebuie să măsoare numai o valoare proporțională (tensiune) cu curentul de înaltă frecvență ce străbate cablul de măsurat. Datorită celor patru capacități parazite $4 \times C_{par}$ ce apar între conductorii L_1 și L_2 și firul cald, respectiv tresa cablului coaxial ale cleștelui de curent, apar curenți de mod comun. Ei apar între circuitul ce se măsoară (generator - linia de transmisie - sarcină) și circuitul cu care se măsoară (cleștele de curent - cablul coaxial - receptorul de măsurare - împământare). În fig. 16 suma curenților paraziti de mod comun ce circulă prin cablul de legătura dintre cleștele de curent și receptorul de măsurare a fost notată cu I_{par} .

El produce o cădere de tensiune egală cu produsul dintre el și rezistența de intrare a receptorului de măsurare. tensiunea rezultantă falsifică rezultatul măsurării. Există două metode de reducere a curenților de mod comun din cablul de măsurare:

1. Mărire impedanței de mod comun a cablului coaxial de legătură dintre cleștele de curent și receptorul de măsurare. Practic aceasta se realizează prin înșiruirea pe cablu a unor toroizi dintr-o ferită cu proprietăți adecvate.
2. Ecranarea circuitului secundar de cel primar, deci reducerea celor patru capacități parazite. Astfel am izolat electric circuitul primar de cel secundar.

Pentru a realiza un clește de curent "imun" la perturbațiile electromagnetice, el trebuie izolat electric față de câmpul electric exterior. Aceasta se realizează prin reducerea suprafeței S din fig. 16 la un minim necesar din punct de vedere constructiv, sau această suprafață se ecranează (vezi și punctul 2).

O altă facilitate caracteristică cleștilor de curent de construcție industrială este faptul că ei pot fi desfăcuți în două. Cele două jumătăți sunt prinse între ele cu ajutorul unei balamale. Balamala poate fi rigidizată cu ajutorul unei încuieturi, sau a unui mecanism de blocare cu bilă.

Scopul acestei construcții este de a permite introducerea unui sau a mai multor cabluri în cleștele de curent fără a întrerupe circuitul primar de curent. În [67] sunt descrise construcția, funcționarea și caracteristicile tehnice ale unui clește de curent.

În fig. 17 este prezentată construcția unui clește de curent de proveniență industrială.

4.2.2 Clește de curent de construcție artizanală

Deoarece un clește de curent de proveniență industrială este relativ scump, propun folosirea unui clește de curent de construcție artizanală. Detaliile constructive ale unui asemenea clește sunt reprezentate în fig. 18. Pe un miez toroidal de ferită de înaltă frecvență se bobinează o singură spirală. Ea este firul central al unui cablu ecranat. Capătul liber al spirei se cositorește de tresa cablului ecranat. Spira constituie secundarul transformatorului de curent anterior menționat. Primarul îl constituie conductorul (conductoarele) prin care circulă curentul de măsurat.

La celălalt capăt al cablului coaxial este conectată o bornă de tip BNC. Cu ajutorul ei cleștele de curent se conectează la receptorul de măsurare.

Pentru a evita cuplajul capacitiv primar secundar, între cele două înfășurări trebuie introdus un ecran. El se realizează din însăși tresa cablului ecranat, așa cum este arătat în fig. 18.

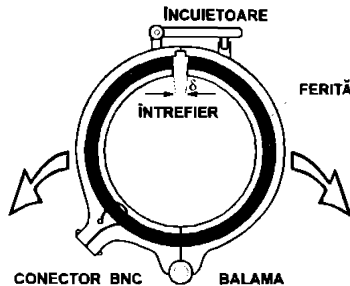


Fig. 17 Clește de curent de proveniență industrială.

Trebuie evitat ca ecranajul să constituie o spiră în scurtcircuit. Când se lipește firul central al cablului coaxial de ecranul cablului, trebuie evitat ca ecranul să nu se cositorească de tresa.

Partea principală a cleștelui de curent este miezul toroidal de ferită. La frecvențe înalte coeficientul de permeabilitate μ scade. Miezul de ferită își pierde proprietățile magnetice și deci nu mai corespunde tocmai construcției unui clește de curent de înaltă frecvență. Pentru a preîntâmpina fenomenul anterior descris trebuie să ne folosim de o ferită care nu își reduce în mod substanțial permeabilitatea la frecvențe înalte. În fig. 19 (22) este reprezentată dependența permeabilitate - frecvență a unor materiale magnetice uzuale (PHILIPS).

Se observă din fig. 19 că miezul de tip 4 C 65 corespunde cel mai bine ca și caracteristică permeabilitate - frecvență construcției unui clește de curent. Din materialul 4 C 65, o ferită "moale" se realizează diferiți tori. Diametrul lor exterior variază între 2.5 și 36 mm. Pentru construcția unui clește de curent artizanal recomandăm folosirea torului cu cel mai mare diametru pentru a permite trecerea eventuală a unor cabluri prevăzute și cu mufe. Diametrul interior al unui miez RCC 36/23/10 Philips este de 23 mm, iar înălțimea lui este de 10 mm.

4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare

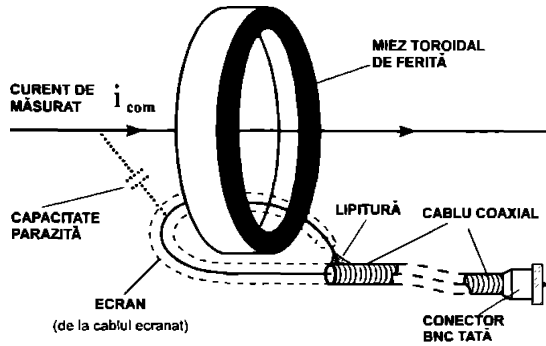


Fig.18 Construcția unui clește de curent artizanal.

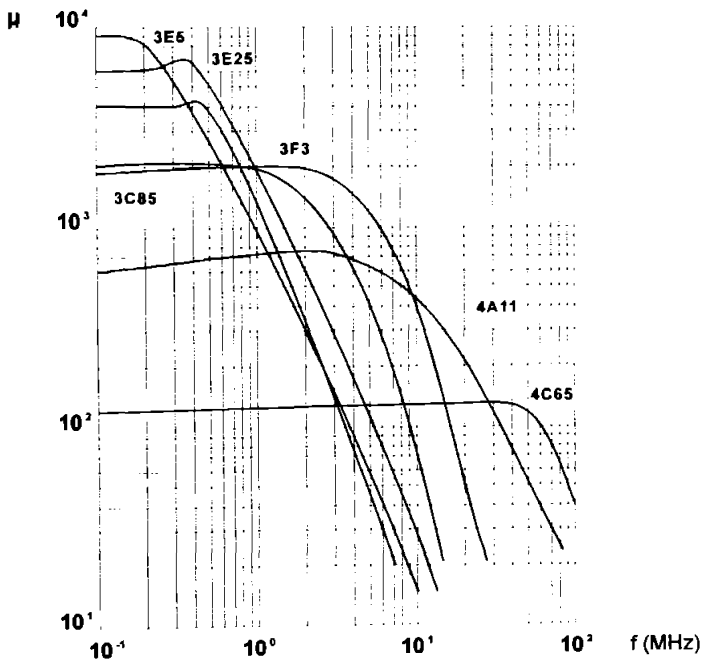


Fig. 19 Caracteristica permeabilitate inițială în funcție de frecvența pentru diferite ferite.

4.2.3 Calibrarea cleștelui de curent artizanal

Cu ajutorul cleștelui de curent se măsoară curenții de înaltă frecvență. Utilizatorul cleștelui nu citește pe ecranul (afișajul) receptorului de măsurare valoarea acestui curent, ci o tensiune. Se pune întrebarea ce relație există între curentul de înaltă frecvență dintr-un cablu și valoarea tensiunii citite la o măsurare cu un clește de curent. Pentru a răspunde la întrebarea anterioară trebuie realizat un montaj de calibrare a cleștilor de curent. Montajul este reprezentat în fig. 20. Cu el se poate calibra atât un clește de curent de proveniență industrială, cât și un clește de curent de construcție artizanală.

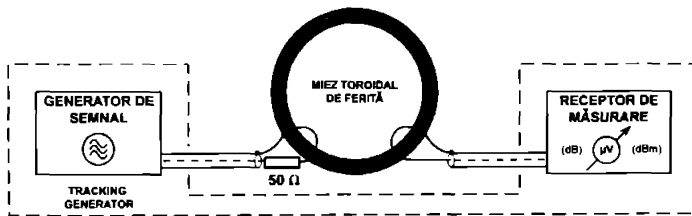


Fig. 20 Montaj pentru calibrarea cleștilor de curent.

Calibrarea decurge astfel:

- se alege o tensiune oarecare pentru generatorul de semnal, de exemplu $10 \text{ mV} = 80 \text{ dB}\mu\text{V}$. Valorile tensiunilor vor fi considerate de acum înainte ca valori efective pe o rezistență de sarcină adaptată (50Ω). Tensiunea este nemodulată. Frecvența ei este pentru început oarecare, de exemplu 100 MHz .
- se calculează curentul primar I_{primar} al cleștelui de curent.
Pentru exemplul nostru el va fi de $10 \text{ mV} / 50 \Omega = 200 \mu\text{A}$.
- se citește valoare tensiunii U_{sc} indicată de receptorul de măsurare.
Pentru exemplul nostru ea a fost de $66 \text{ dB}\mu\text{V}$, adică 2 mV
- se calculează **impedanța de transfer** a cleștelui de curent:

$$Z_{tr} = \frac{U_{rec}}{I_{primar}} \quad (9)$$

- pentru exemplul nostru valoarea impedanței de transfer va fi de 2000 μV / 200 μA , adică 10 Ω .

Raportul dintre tensiunea măsurată de către receptorul de măsurare și curentul primar este la o frecvență dată constant. Factorul de proporționalitate este impedanța de transfer a cleștelui de curent.

În exemplul nostru am calculat numai modulul impedanței de transfer al cleștelui de curent. Valoarea defazajului dintre curent și tensiune nu are nici o valoare practică în măsurările de compatibilitate electromagnetică. Exemplul anterior corespunde unei măsurări efectuate cu un clește de curent industrial de tip ESV-Z1 Rohde & Schwarz [52].

Măsurările ce se efectuează cu ajutorul cleștelui de curent cuprind o gamă largă de frecvențe. Domeniul unde se pot efectua măsurări cu ajutorul unui clește de curent de înaltă frecvență este 30 MHz ... 1 GHz. Ne interesează cum variază modulul impedanței de transfer în funcție de frecvență. Măsurarea descrisă în fig. 20 poate fi efectuată în mai multe feluri:

- manual, adică se produce cu ajutorul unui generator de radiofrecvență un semnal de nivel constant de diferite frecvențe și se calculează modulul impedanței de transfer la fiecare din aceste frecvențe.
- automat. Se utilizează generatorul de urmărire (tracking) încorporat al unui receptor de măsurare, sau al unui analizor de spectru.

Măsurarea anterior descrisă se poate efectua cu un aparat de măsurare special dedicat și anume analizorul de rețea (network analyzer). Se efectuează numai o analiză scalară nu și vectorială.

La receptoarele de măsurare moderne există posibilitatea măsurării directe a curentului primar și afișarea lui în unități specifice (dB μA , mA sau A). Aceasta se realizează prin conectarea la cleștele de curent a unei mufe. În interiorul mufei există diferite scurtcircuite specifice fiecărui traductor, în cazul nostru specifice cleștelui de curent, care "încunoștințează" receptorul de măsurare despre tipul traductorului conectat.

La afișarea directă a valorii curentului este indicat să se folosească unități logaritmice

4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare

Necesitate folosirii lor se datorește faptul că în cadrul măsurărilor de compatibilitate electromagnetică, mărimile implicate variază foarte mult (până la 6 decade și chiar mai mult).

Cunoscând tensiunea măsurată de analizorul de spectru și impedanța de transfer a cleștelui, putem calcula valoarea curentului primar. Pentru aceasta logaritmăm formula (9).

$$20\log(U_{rec}) = 20\log(I_{primar}) + 20\log(Z_{tr}) \quad (10)$$

Dacă înlocuim în formula (10) valoarea lui $Z_{tr} = 10 \Omega$, o valoare uzuală la cleștii de curent de proveniență industrială obținem:

$$20\log(I_{primar}) = 20\log(U_{rec}) - 20dB \quad (11)$$

sau:

$$I_{primar}[dB\mu A] = U_{rec}[dB\mu V] - 20dB \quad (12)$$

Formula (12) se interpretează astfel:

Valoarea curentului primar al unui clește de curent este egală cu valoarea tensiunii măsurate de analizorul de spectru minus modulul impedanței de transfer al acestuia.

Notă: Toate valorile sunt exprimate în unități logaritmice

La receptorul de măsurare formula 12 se aplică automat. Utilizatorul citește rezultatele măsurării direct în dB μ A. În fig. 21 este reprezentat rezultatul unei astfel de măsurări.

Domeniul mai închis la culoare reprezintă domeniul de frecvență în care producătorul cleștelui de curent recomandă folosirea acestuia.

În partea stângă a diagramei sunt date valorile curentului primar în dB μ A, iar în partea dreaptă valorile tensiunii măsurate de analizorul de spectru. Diferența dintre tensiune și curent este în domeniul de lucru al cleștelui de 20 dB, ceea ce corespunde unei impedanțe de transfer de 10 Ω . Modulul impedanței de transfer este constant (+ 1 dB) într-un domeniu restrâns de frecvență, respectiv între 20 MHz și 200 MHz. Deoarece radiația perturbatoare datorită cablurilor atașate aparatelor are loc în special în acest domeniu (λ = lungimea cablurilor), vom folosi cleștele de curent cu predilecție în acest domeniu. Pentru frecvențe mai mari decât 300 MHz radiația poate proveni de exemplu direct de la circuitul imprimat.

4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare

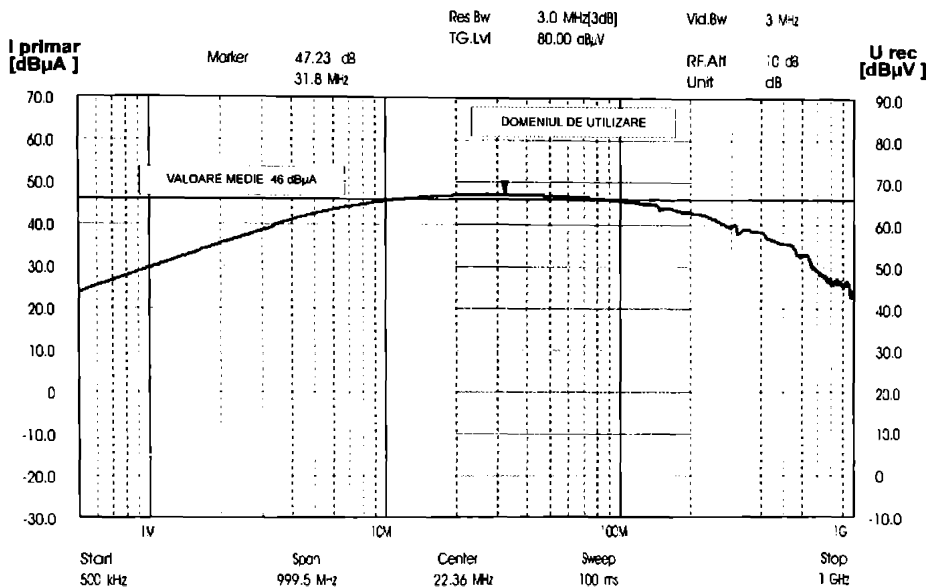


Fig. 21 Modulul impedanței de transfer funcție de frecvență al unui clește de curent industrial.

Pentru frecvențe mai mari de 200 MHz se poate introduce un factor de corecție dependent liniar de logaritmul frecvenței, astfel încât măsurările să fie corecte.

Factorul de corecție poate fi introdus în memoria analizorului de spectru. Măsurările efectuate vor fi automat corectate. Corecția se efectuează de către software-ul receptorului de măsurare. Rezultatele obținute pot fi folosite și la etalonarea unui clește de curent de construcție artizanală. În fig. 22 este reprezentată caracteristica modulului impedanței de transfer ca funcție de frecvență.

Calculăm impedanța de transfer a cleștelui artizanal conform formulei (10).

$$20\log(U_{rec}) - 20\log(I_{primar}) = 20\log(Z_{tr}) \quad (13)$$

Valorile tensiunii și a curentului le citim din fig. 22 Efectuând calculele obținem pentru modulul impedanței de transfer valoarea de 25 dBΩ, adică 18 Ω.

4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare

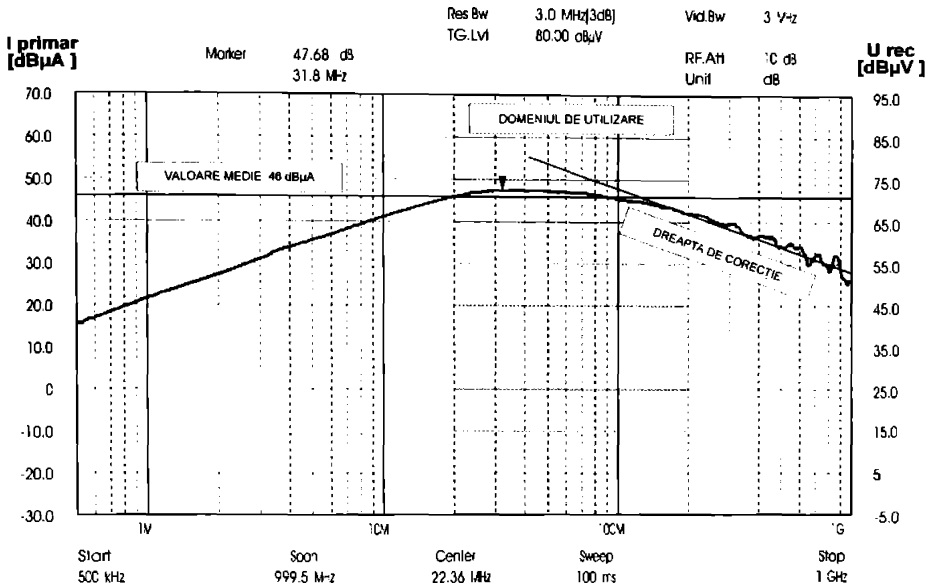


Fig. 22 Modulul impedanței de transfer funcție de frecvență al unui clește de curent artizanal.

Cleștele de curent de construcție artizanală se poate folosi în domeniul de frecvență 20 MHz ... 200 MHz cu o eroare de + 0; - 6 dB. Dacă se doresc măsurări fără eroare, sau măsurări până la 1 GHz se poate aplica dreapta de corecție din fig. 22.

Forma curbelor din fig. 21 respectiv 22 este dată de construcția cleștilor absorbantți. După cum am mai arătat, în principiu un clește absorbant este un transformator de curent.

Circuitul secundar al unui clește de curent este prezentat în fig 23.

Pentru frecvențe mai mici decât aproximativ 20 MHz, $\omega L_S < R_F$, deci tensiunea la bornele receptorului de măsurare va corespunde unui filtru trece sus (bobină || rezistență). Pentru frecvențe mai mari decât 20 MHz, $\omega L_S > R_F$, deci tensiunea la bornele receptorului de măsurare va fi independentă de frecvență și proporțională cu curentul primar. Frecvența superioară până la care se poate folosi fără corecții cleștele de curent este dictată de capacitatea parazită a bobinei L_S .

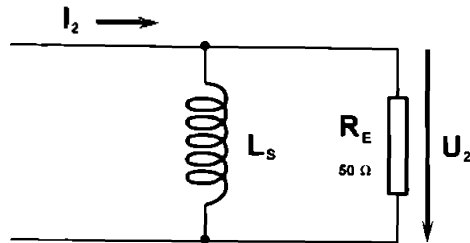


Fig. 23 Schema electrică echivalentă al unui clește de curent (circuit secundar).

Denumirea de impedanță de transfer a cleștelui de curent este improprie. Ea se folosește totuși în cadrul EMC. Denumirea corectă ar fi admitanță de transfer, definită ca la orice traductor ca:

$$Y_{tr} = \frac{I_1}{U_2} \quad [S] \quad (14)$$

Pentru cleștele de curent industrial $Y_{tr} = 0.1 \text{ S}$, iar pentru cel artizanal $Y_{tr} = 55 \text{ mS}$.

Prin determinarea admitanței de transfer și a domeniului în care poate fi folosit, cleștele de curent a fost calibrat.

4.2.4 Sensibilitatea cleștelui de curent

S-a arătat în [45] că sensibilitatea unui receptor de măsurare sau analizor de spectru depinde de banda de rezoluție și de atenuarea cu care se efectuează măsurarea. Sensibilitatea unui receptor de măsurare este specificată ca nivelul celui semnal care egalează nivelul mediu al zgomotului propriu. Deoarece semnalul util și zgomotul sunt necorelate, semnalul util va fi afișat de către display-ul receptorului de măsurare la aproximativ 3 dB deasupra zgomotului propriu corespunzător receptorului. Sensibilitatea receptorului este egală cu semnalul cel mai mic observabil pe display. Sensibilitatea maximă se obține la rezoluția și atenuarea de radiofrecvență minime.

4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare

Deoarece timpul de măsurare, adică timpul necesar unei baleieri complete al unui domeniu de frecvență, (Sweep time) este invers proporțional cu banda de rezoluție folosită (Res. Bw. = Resolution Bandwidth) trebuie ales un compromis între aceste două mărimi. Pentru o măsurare rapidă, de evaluare, se alege un timp de baleiere cuprins între 100 ms și 1 ... 3 s. Pentru măsurări cu sensibilitate ridicată timpul de baleiaj poate să ajungă la valori de ordinul minutelor. Receptorul de măsurare calculează automat relația:

$$\text{Sweep time} \geq \frac{1}{(\text{Res. Bw})^2} \quad (15)$$

Dacă relația anterioară nu este îndeplinită, receptorul de măsurare afișează UNCAL, adică necalibrat. Pentru o bandă de rezoluție manual aleasă, receptorul poate calcula timpul de baleiere minimal, sau invers. Deci sensibilitatea cleștelui de curent va fi cu atât mai mare cu cât banda de rezoluția a analizorului de spectru va fi mai mică.

Pe baza unui exemplu practic se demonstrează afirmațiile anterioare.

S-a efectuat măsurarea curenților perturbatori produși de un aparat într-un cablu atașat acestuia. Măsurarea s-a efectuat în domeniul de frecvență 30 ... 330 MHz. Aparatul ce se măsoară este un radireceptor cu dublu casetofon și CD player de tip AZ 6840 Philips. "Cablul atașat" aparatului îl constituie cablul căștilor ce se pot conecta la aparat. S-a folosit un clește de curent de proveniență industrială cu o admitanța de transfer de 0.1 S. Rezultatele sunt afișate direct în dBμA. S-a ales un timp de baleiaj de 9 s. Receptorul de măsurare a calculat banda de rezoluție Res.Bw = 100 kHz, respectiv banda video Vid.Bw = 10 kHz

Sensibilitatea măsurării este egală cu nivelul zgomotului din figura 24, adică -30dBμA = 30 nA. S-a folosit modul de lucru MAX HOLD (memorarea valorii maxime) pentru a nu "încărca" desenul cu zgomotul propriu al analizorului de spectru. Zgomotul propriu al analizorului este cuprins între -50 și -30 dBμV și ar îngreuna citirea desenului.

Dacă se măsoară curentul perturbator corespunzător unei singure frecvențe, se poate reduce domeniul baleiat la 500 ... 10 kHz. Banda de rezoluție a analizorului poate fi aleasă corespunzător între 5 ... 0.1 kHz. La un timp de rezoluție acceptabil de aproximativ 200 ms se pot măsura curenți perturbatori de înaltă frecvență de ordinul -60 dBμA, adică de ordinul nanoamperilor.

4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare

Măsurarea descrisă în fig. 24 se efectuează pentru a determina câmpul electromagnetic perturbator produs de către aparat. Subiectul va fi tratat pe larg în capitolul următor.

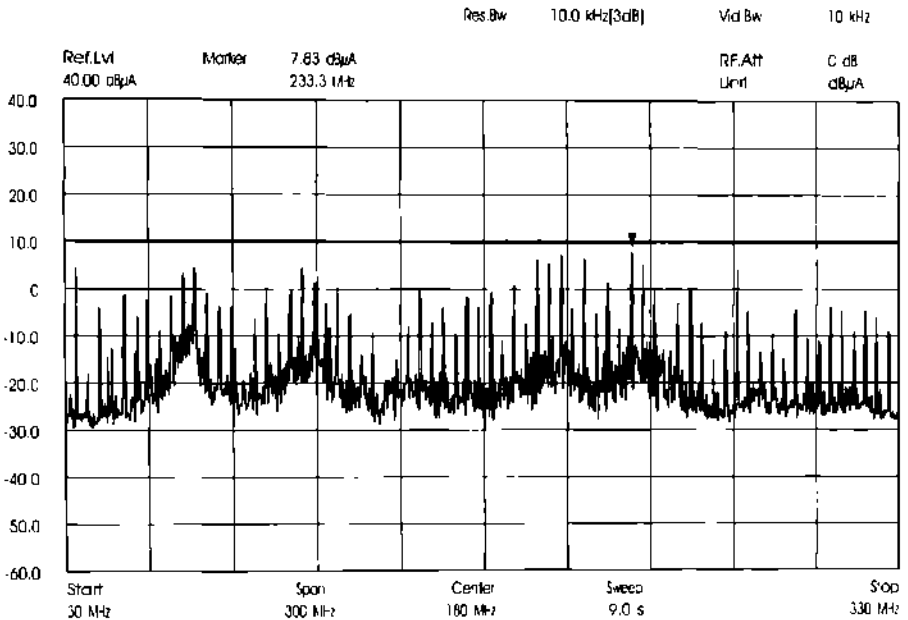


Fig. 24 Măsurarea curentului cu ajutorul cleștelui de curent prin cablul atașat unui aparat. (30 ...300 MHz)

4.2.5 Comparație între cleștele de curent industrial și cel artizanal

Pentru a face mai ușor de înțeles diferențele între cleștelui de curent industrial și cel artizanal, comparația între cele două tipuri de clești a fost făcută sub formă tabelară (tabelul 7). Analizând tabelul 7 se pot desprinde următoarele concluzii:

- Curentul de saturație (1) - este mai ridicat la cleștele de curent industrial, dar o valoare de 10 A la cleștele artizanal este suficientă pentru marea majoritate a aplicațiilor. ($I_{sat} = 10$ A la $U_{rețea} = 230$ V corespund unei puteri de $P_{max} = 2300$ W).

4. Metodă simplificată de măsurare a radiației perturbatoare

COMPARAȚIE ÎNTRE CLEȘTELUI DE CURENT INDUSTRIAL ȘI CEL ARTIZANAL			
Nr.	MĂRIMEA CE SE COMPARĂ	CLEȘTE DE CURENT	
		INDUSTRIAL	ARTIZANAL
1	Curent de saturație [A]	50	≈ 10
2	Capacitate parazită primar secundar	redușă	relativ ridicată (poate fi redușă prin ecranare)
3	Admitanța de transfer [S]	0.1 (fixă)	0.055 (depinde de miezul folosit)
4	Sensibilitatea relativă	referință	cu 5 dB mai ridicată
5	Domeniul de folosire fără corecție software [MHz]	20 ... 200	20 .. 200
6	Posibilitatea deschiderii pentru a introduce cablul ce se măsoară	prezentă	absentă (cablul trebuie trecut prin miezul de ferită al cleștelui)
7	Calibrare	industrială	proprie (ușor de realizat)
8	Preț de cost [US\$]	2200 (ESV-Z1 [52])	20 (material + timp de lucru)

Tabelul 7. Comparație între cleștele de curent industrial și cel artizanal

- Capacitate parazită primar secundar (2) - este mai ridicat la cleștele de curent artizanal. Ea poate fi redusă printr-o ecranare suplimentară a miezului, prin înfășurarea acestuia cu o folie conductoare de cupru conectată la masa cablului coaxial.

Ecranul trebuie întrerupt într-o secțiune circulară pentru a nu constitui o spirală în scurtcircuit. De asemenea miezul de ferită din care este realizat cleștele nu trebuie să fie conductor din punct de vedere electric. Dacă miezul din care este realizat cleștele are o rezistivitate electrică redusă, capacitatea primar secundar devine de 10 ... 30 de ori mai mare, decât în cazul folosirii unui miez dielectric. Singurul material dielectric, dintre feritele ale căror caracteristici au fost reprezentate în figura 19 este 4 C 65. Pe lângă caracteristica optimă permeabilitate - frecvență a materialului, faptul că este dielectric a dus la folosirea lui la realizarea cleștelui artizanal.

O altă aplicație a acestui miez este realizarea unui transformator de separație pentru semnalele de audiofrecvență. Pentru a întrerupe buclele de masă, în cadrul măsurărilor EMC se folosește un transformator de separare descris în [46]. El poate fi ușor realizat prin înfășurarea a câte 150 spire pentru primar cât și pentru secundar pe un miez de tip 4 C 65, \varnothing 36 mm. Înfășurările trebuie realizate diametral opus pe miezul toroidal. Capacitatea primar secundar al unui astfel de transformator de separație este de aproximativ 1 pF.

- Între admitanța de transfer (3) și sensibilitatea cleștilor de curent (4) - există o relație de inversă proporționalitate: Cu cât admitanța este mai mare, cu atât este sensibilitatea mai mică. La cleștele de curent industrial admitanța este adusă la valoarea de 0.1 S (10 Ω) pentru a avea o relație simplă tensiune măsurată - curent primar. (Formulele 10 - 12). Admitanța cleștelui de curent artizanal poate fi și ea adusă la aceeași valoare prin legarea în paralel la circuitul secundar a unei rezistențe adecvate. Prin aceasta însă sensibilitatea lui scade cu 5 dB.
- Domeniul de frecvență în care se pot folosi ambii clești (5) este același. Dacă se dorește extinderea superioară sau inferioară a domeniului de lucru al cleștilor sunt necesare corecții software, folosirea unor clești cu alte caracteristici, sau folosirea necalibrată a cleștilor. Pentru frecvențe joase, mai mici de 20 MHz, se mărește numărul de spire al cleștelui pentru asigurarea unei sensibilități suficiente.
- Unul din dezavantajele majore ale cleștelui artizanal este că el nu se poate deschide pentru a putea permite introducerea cablului (cablurilor) ce se măsoară (6).

- Calibrarea cleștilor (7) nu este legată de probleme tehnice deosebite. Cleștele industrial este calibrat la producător (Certificat de calibrare coform ISO 9000). Cleștele artizanal trebuie calibrat de către realizator în cazul în care se doresc măsurări de valori absolute. Calibrarea este simplă și a fost pe larg anterior descrisă. Pentru efectuarea unor măsurări relative, des necesare în cadrul EMC, cleștele artizanal nu trebuie calibrat.
- Relativ la prețul de cost (8), cifrele aproximative din tabelul 7 sunt concludente.

Concluzii:

În cadrul acestui capitol autorul lucrării a arătat cum se pot măsura curenții de radiofrecvență ce circulă prin cablurile atașate unui aparat. El a descris un clește de curent de fabricație artizanală care poate fi simplu realizat în orice laborator de electronică. Contribuția originală a autorului este descrierea exactă a construcției, calibrării și sensibilității cleștelui de curent. De asemenea au fost analizate principiile fizice ce stau la baza funcționării cleștelui. Au mai fost analizate principalele elemente parazite perturbatoare ce pot reduce performanțele lui. S-au prezentat metode de reducere a influențelor parazite. Construcția și calibrarea cleștelui au fost astfel făcute încât el să poată servi la măsurări de radiație electromagnetică. Sub formă tabelară s-a făcut o analiză a principalelor caracteristici fizice, mecanice și economice ale cleștelui de curent de construcție industrială, respectiv artizanală. Caracteristicile s-au discutat pe larg, rezultând avantajele și dezavantajele fiecărui tip de clește.

Ne interesează ce corelație există între un curentul de înaltă frecvență ce circulă printr-un cablu intern sau extern al unui aparat și câmpul produs de acest curent la o distanță standard într-un loc de măsurare standard. La această întrebare va răspunde capitolul următor.

5. Corelația dintre curent și radiația perturbatoare

5.1 Considerații teoretice

În capitolul 1 s-a considerat radiația electromagnetică produsă de dipolul magnetic punctiform (dipolul gaussian). În cele ce urmează vom trata radiația electromagnetică produsă de un circuit real. Intensitatea câmpului electric respectiv magnetic produse de un circuit real vor fi descrise utilizând **momentul electric** respectiv **momentul magnetic** corespunzător circuitului. Cele două momente se definesc pentru un dipol ca:

$$\overline{m_E} = l I_0 \quad \text{respectiv} \quad \overline{m_M} = \pi R^2 I_0 \quad (16)$$

Pentru un circuit real cele două momente se calculează cu formula:

$$\overline{m_E} = l I_0 \quad \text{respectiv} \quad \overline{m_M} = S I_0 \quad (17)$$

l = lungimea buclei parcurse de curentul I_0 .

S = suprafața buclei parcurse de curentul I_0 .

Formula (3c) capitolul 1 pentru un circuit real, și pentru cazul în care intensitatea câmpului rezultat va fi maximă este:

$$E_{\max} = \frac{k Z_0 I_0}{2r} \frac{S}{\lambda} = \frac{\pi Z_0 m_M}{r \lambda^2} \quad (18)$$

Înlocuind valoarea lui $Z_0 = 120\pi$, $\lambda = c/f$, și $r = 3$ m, obținem valoarea câmpului electromagnetic produs de o buclă de curent în funcție de frecvență, într-un loc de măsurare standard:

$$E = 4.4 \cdot 10^{-15} \cdot f^2 \cdot m_M \quad \left[\frac{V}{m} \right] \quad (19)$$

Din formula (19) rezultă următoarea concluzie:

Câmpul electromagnetic perturbator produs de un aparat electric este direct proporțional cu momentul magnetic al curenților ce îl străbat.

Cablurile atașate aparatului nu fac excepție de la cele anterior afirmate. Curentul ce le străbate se închide prin capacitatea parazită aparat - mediu înconjurător.

*Câmpul perturbator este direct proporțional
cu curenții ce străbat cablurile aparatului.*

Deci există o strânsă corelație între curentul ce străbate cablul unui aparat și radiația perturbatoare a acestuia. Curentul perturbator se măsoară cu ajutorul cleștelui de curent, iar radiația electromagnetică perturbatoare se măsoară conform normelor legale.

5.2 Verificare experimentală

În figurile 25 și 26 este reprezentată corelația dintre curentul de înaltă frecvență ce străbate un cablu al aparatului ce se testează și câmpul electromagnetic perturbator produs de către acest curent. Reprezentarea s-a făcut în domeniul 30 MHz ... 300 MHz unde se situează majoritatea componentelor spectrale ale curentului perturbator. Viteza (flancurile) circuitele logice actuale determină ca radiația perturbatoare să se situeze în domeniul amintit. Figura 25 reprezintă măsurări efectuate la un aparat portativ, un CD-player tip walkman. Figura 26 reprezintă măsurări efectuate la un aparat staționar de tip home system. Măsurările s-au efectuat cu ajutorul unui clește de curent de construcție industrială

Baza matematică a corelației o constituie formula (7) din capitolul 1.

$$\underline{I_{0.11m} = 3 \mu A \approx 10 \text{ dB}\mu A} \quad (7a)$$

Deci unui curent de mod comun de 10 dBμA prin cablul atașat unui aparat îi corespunde un câmp electromagnetic de 40 dBμV/m la o distanță de 3 m.

Valorile câmpului electromagnetic perturbator (3 m) se calculează din valorile curentului ce străbate cablul (cablurile) atașate aparatului prin adăugarea a 30 dB, așa cum se arată în formula (20).

$$E_{(estimat)} [dB\mu V/m] = I_{(dB\mu A)} + 30 \text{ dB} \quad (20)$$

Valoarea $E_{(estimat)}$ este valoarea estimativă a câmpului produs de un curent I_{cablul} ce circulă printr-un cablu atașat aparatului. Pe baza măsurărilor efectuate într-un loc deschis (3 m) se va compara valoarea estimată cu valoarea reală a câmpului.

5. Corelația dintre curent și radiația perturbatoare

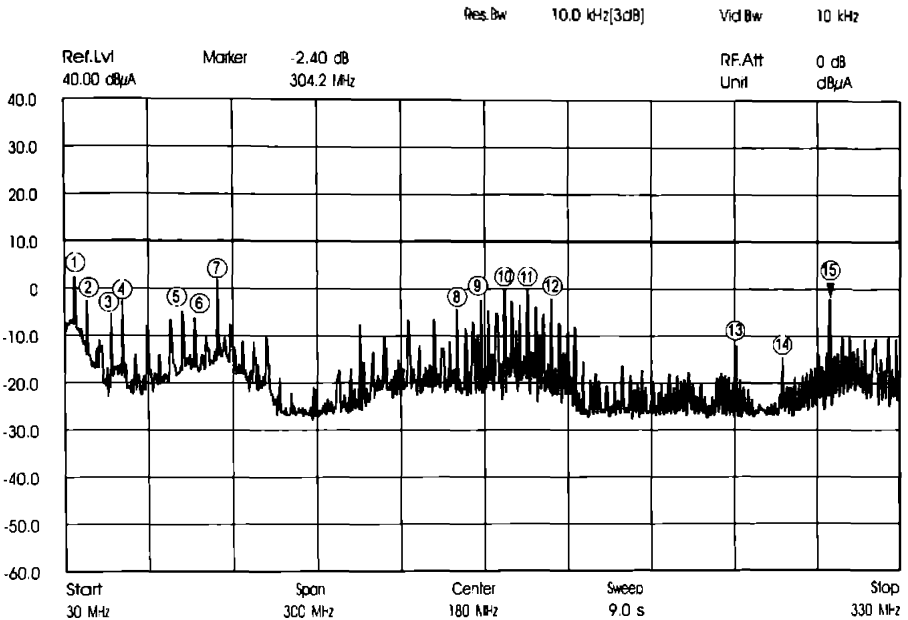


Fig. 25 Corelația dintre curentul de mod comun și radiația perturbatoare a unui aparat portativ

Rezultatele experimentale din figura 25 respectiv figura 26 sunt reprezentate sub formă tabelară (tabelul 8) pentru a trage mai ușor concluzii.

Concluzii:

Diferența Δ dintre valoarea câmpului calculat cu ajutorul formulei (20) $E_{(estimat)}$ și rezultatele experimentale $E_{(real)}$ sunt mai mici decât 8 dB. În cadrul EMC erori situate într-un interval de ± 6 dB sunt considerate acceptabile. Măsurările aceluiași aparat în diferite locuri standard deschise și în aceleași condiții pot diferi cu ± 3 dB. Putem deci estima pe baza unei măsurări de laborator valoarea câmpului perturbator într-o măsurare legală.

5. Corelația dintre curent și radiația perturbatoare

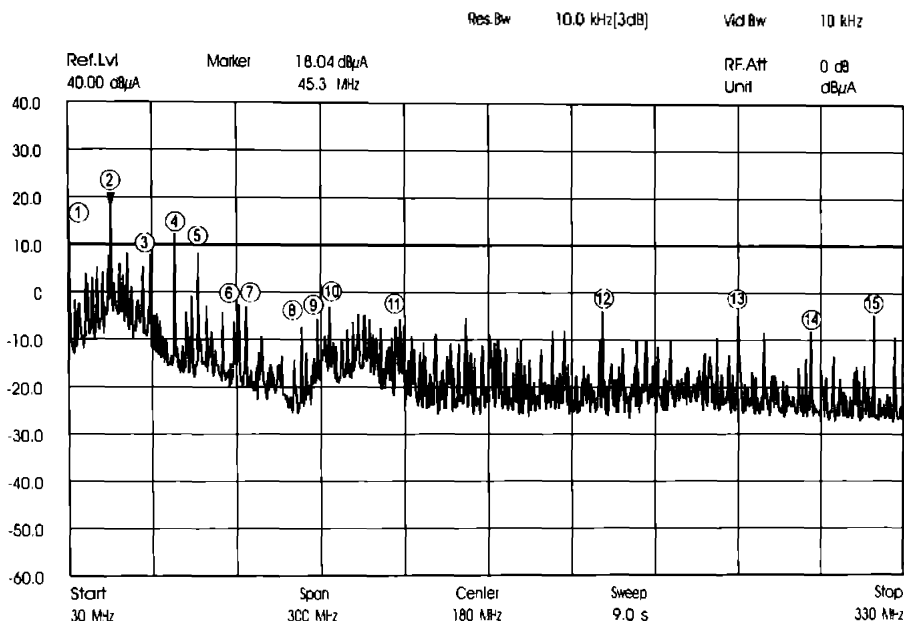


Fig. 26 Corelația dintre curentul de mod comun și radiația perturbatoare a unui aparat staționar.

Metoda măsurării curentului de mod comun pe curge prin diferite conductoare (antene) atașate aparatului se poate folosi pentru a aproxima valoarea câmpului perturbator produs de aparat. Metoda se poate folosi:

1. Ca o substituție a metodei normative.
2. În laborator pentru a reduce radiația perturbatoare a diferitelor aparate sau module.

Trebuie menționat faptul că metoda corelației dintre curentul prin cablurile aparatului și câmpul produs de aceste are limite. Domeniul de frecvență în care ea se aplică este de la 30 MHz până la aproximativ 300 MHz. La frecvențe mai mari decât 300 MHz se face simțită și radiația directă a cablării interne a aparatului și radiația circuitelor imprimate.

CORELAȚIA DINTRE CURENT SI CAMPUL PERTURBATOR										
APARATUL CE SE TESTEAZA (DUT)										
1. CD PRTABLE						2. HOME SYSTEM				
Nr.	f	I	E evaluat	E real	Δ	f	I	E evaluat	E real	Δ
	[MHz]	[dBμA]	[dBμV/m]	[dBμV/m]	[dB]	[MHz]	[dBμA]	[dBμV/m]	[dBμV/m]	[dB]
1	33.6	2.7	32.7	26.0	- 6.7	30.0	15.8	45.8	38.0	-7.8
2	37.9	- 2.3	27.7	22.0	- 5.7	45.3	18.0	48.0	43.0	-5.0
3	46.6	- 5.3	24.7	20.0	- 4.7	59.3	8.3	38.3	31.0	-7.3
4	50.6	- 2.3	27.7	25.0	- 2.7	67.9	12.7	42.7	37.0	-5.7
5	71.9	- 4.6	25.4	27.0	1.6	76.3	8.5	38.5	33.0	-5.5
6	76.3	- 5.9	24.1	25.0	.9	90.6	- 2.3	27.7	22.0	-5.7
7	84.6	2.0	32.0	35.0	3.0	112.9	- 7.1	22.9	18.0	-4.9
8	169.9	- 3.9	26.1	28.0	1.9	118.5	- 5.5	24.5	20.0	-4.5
9	178.6	- 2.0	28.0	29.0	1.0	122.8	- 3.0	27.0	26.0	-1.0
10	186.9	.2	30.2	33.0	2.8	148.2	5.3	35.3	33.0	-2.3
11	195.6	.0	30.0	36.0	6.0	171.9	- 5.0	25.0	27.0	2.0
12	203.9	- 1.8	28.2	33.0	4.8	220.8	- 3.0	27.0	26.0	-1.0
13	270.5	-11.9	18.1	17.0	- 1.1	269.8	- 4.7	25.3	33.0	7.7
14	287.2	-14.5	15.5	15.0	- .5	286.2	- 7.8	22.2	27.0	4.8
15	304.2	- 2.4	27.6	23.0	- 4.6	319.1	- 4.5	25.5	25.0	-5

Tabelul 7 Corelația dintre curentul ce circulă prin cablurile unui aparat și câmpul electromagnetic perturbator (3 m) produs de acesta

5.3 Calculul unui exemplu practic

În partea 5.1 a capitolului a fost dedusă formula (19):

$$E = 4.4 \cdot 10^{-15} \cdot f^2 \cdot m_H \left[\frac{V}{m} \right] \quad (19)$$

S-a considerat că E depinde numai de momentul magnetic. Pentru un domeniu restrâns de frecvență afirmația anterioară este valabilă, după cum a și fost experimental verificat în 5.2. Pentru întreg domeniul de frecvență specificat în norme vom efectua din nou calculele.

Călculele se vor efectua pe baza unui exemplu concret. S-a ales un exemplu practic deoarece limitele radiației sunt fixate, iar caracteristicile circuitelor (integrate) sunt date de "state of the art" a tehnicii actuale.

Pentru a ne forma o imagine despre intensitatea câmpului electric produsă de o buclă de curent să considerăm un circuit integrat logic (μP de exemplu), care are alimentarea decuplată printr-un capacitor de 100 nF. Acest circuit este reprezentat în figura 27.

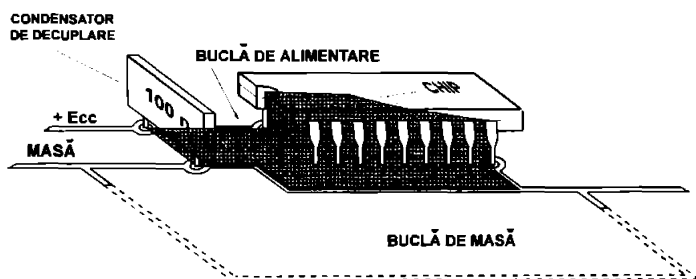


Fig. 27 Bucla de alimentare și bucla de masă ale unui circuit logic.

Să considerăm că bucla de alimentare S are o suprafață de 1 cm^2 , iar curentul ce parcurge bucla este $I_0 = 1 \text{ mA}$. Momentul magnetic corespunzător acestei bucle va fi de $m_{11} = 10^{-7} \text{ Am}^2$. Înlocuind valoarea momentului magnetic în formula (19) obținem:

$$E = 4.4 \cdot 10^{-22} \cdot f^2 \left[\frac{V}{m} \right] \quad (21)$$

În fig. 28 este reprezentată variația câmpului electric produs de o buclă de curent cu o suprafața de 1 cm^2 parcursă de un curent de 1 mA în funcție de frecvență.

Distanța la care se măsoară câmpul este de 3 m .

Curba A din fig. 28 este reprezentarea grafică a egalității (18). Curba B este situată cu 3 dB deasupra curbei A datorită reflexiei podelei conductoare (vezi fig. 4).

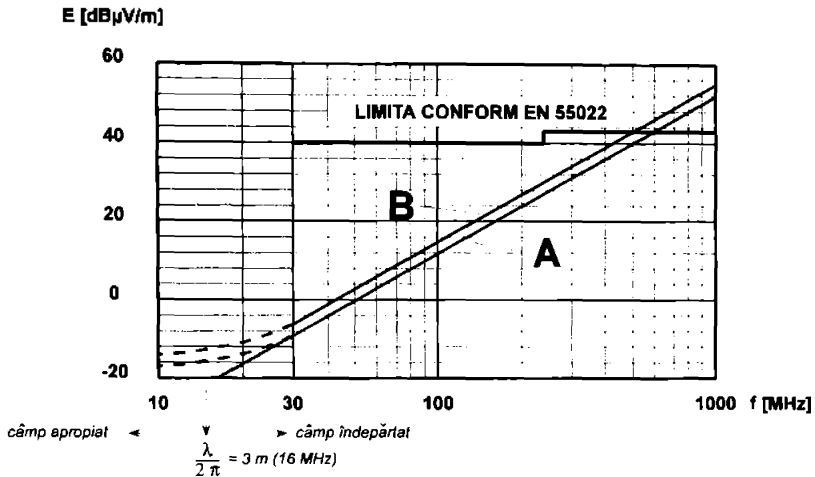


Fig. 28 Câmpul electric produs de o buclă de curent (1mA, 1 cm²) la 3 m distanță.

Câmpul magnetic produs de bucla de curent poate fi calculată din formula următoare:

$$H = \frac{E}{120\pi} \quad \text{sau} \quad H \left[\frac{\text{dB}\mu\text{A}}{\text{m}} \right] = E \left[\frac{\text{dB}\mu\text{V}}{\text{m}} \right] \cdot 52 \text{ dB}\Omega \quad (22)$$

Porțiunile curbelor din fig. 28 situate sub ≈ 30 MHz nu mai sunt drepte din cauza efectului de câmp apropiat. Măsurările normative se efectuează în locul deschis standard numai în domeniul 30 MHz ... 1000 MHz.

Curba B este situată deasupra limitei prevăzută de norma europeană EN 55 022 (7) începând de la 500 MHz. Deci un curent de numai 1 mA ce străbate o buclă de 1 cm² produce în 3 m distanță la o frecvență mai mare decât 500 MHz un câmp perturbator situat deasupra limitei legale. Această afirmație este valabilă dacă spectrul curentului perturbator ar fi constant în funcție de frecvență.

În continuare va fi analizat un circuit real, ca acela din fig. 27

Să considerăm că circuitul lucrează cu o frecvență de tact de 12 MHz.

Curentul perturbator ce străbate bucla de 1 cm^2 este de 1 mA . Forma curentului, reprezentat în fig. 29 este trapezoidală cu timpul de ridicare egal cu timpul de coborâre $t_r = 2 \text{ ns}$. Timpul la jumătate din valoare este $t_h = 5 \text{ ns}$. Valorile anterioare pot corespunde unui circuit (μP de exemplu) standard din familia NMOS.

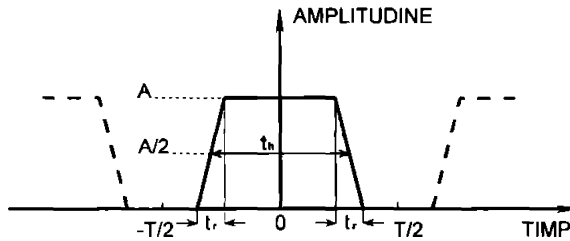


Fig. 29 Semnal trapezoidal caracteristic unui circuit integrat logic.

Transformând semnalul din figura 29 prin analiză Fourier în domeniul frecvență prin formula:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (23)$$

obținem: $b_n = 0$ (funcție simetrică). Pentru coeficientul a_n obținem valoarea:

$$a_n = \frac{2At_h}{T} \frac{\sin x_h}{x_h} \frac{\sin x_r}{x_r} \quad (24)$$

unde:

$$x_h = \frac{n\pi t_h}{T} \quad \text{iar} \quad x_r = \frac{n\pi t_r}{T} \quad (25)$$

Spectrul acestui semnal constă din linii spectrale discrete la $f_n = n f_r$ unde $f_r = 1/T$ cu $T =$ perioada de repetiție a semnalului trapezoidal. Ecuația (24) arată că anvelopa spectrului corespunzător semnalului din fig. 29 este determinată de produsul a două funcții $\sin(x)/x$. O proprietate a funcțiilor de forma $\sin(x)/x$ este că valoarea lor tinde către 1 atunci când $x \rightarrow 0$.

La frecvențe joase anvelopa spectrului are de aceea o asimptotă orizontală.

În fig. 30 valoarea asimptotei este egală cu 1 deoarece amplitudinea este normalizată cu factorul $2At_h/T$. O a doua proprietate a funcțiilor de formă $\sin(x)/x$ este aceea că ele sunt limitate de funcția $1/x$, la care ele sunt tangențiale. Reprezentată într-un sistem de axe dublu logaritmice ca în fig. 30 funcția $\sin(x)/x$ are ca asimptotă o dreaptă de pantă -1 deoarece x este direct proporțional cu logaritmul frecvenței. Amândouă funcțiile de forma $\sin(x)/x$ din egalitatea (24) au asimptote de felul celei anterior descrise. Asimptotele intersectează asimptota orizontală în punctele cu abscisa $x_h = 1$; respectiv $x_r = 1$. În anvelopa spectrului semnalului se vor găsi deci două frecvențe critice:

$$f_h = \frac{1}{\pi \tau_h} \quad \text{iar} \quad f_r = \frac{1}{\pi \tau_r} \quad (26)$$

Aproximarea unui spectru pentru o undă trapezoidală simetrică poate fi cu ușurință folosită utilizând hârtie milimetrică dublu logaritmice. Se reprezintă numai cele 3 asimptote caracteristice curbei.

Ele reprezintă cel mai defavorabil caz pentru o amplitudine a unei linii spectrale. La frecvențe mai mari de f_h și mai mici decât f_r , amplitudinea asimptotică este invers proporțională cu frecvența (-6 dB/octavă, sau -20 dB/decadă). La frecvențe mai mari decât f_r , amplitudinea asimptotică este invers proporțională cu pătratul frecvenței (-12 dB/octavă, sau -40 dB/decadă).

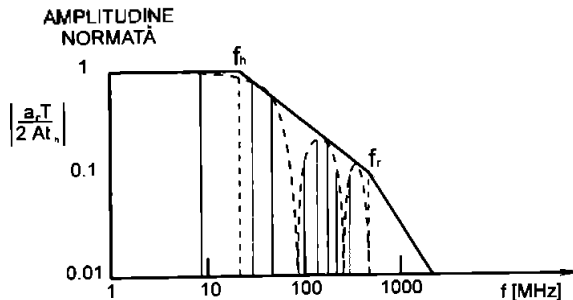


Fig. 30 Spectrul simplificat al unui curent produs de un circuit logic.

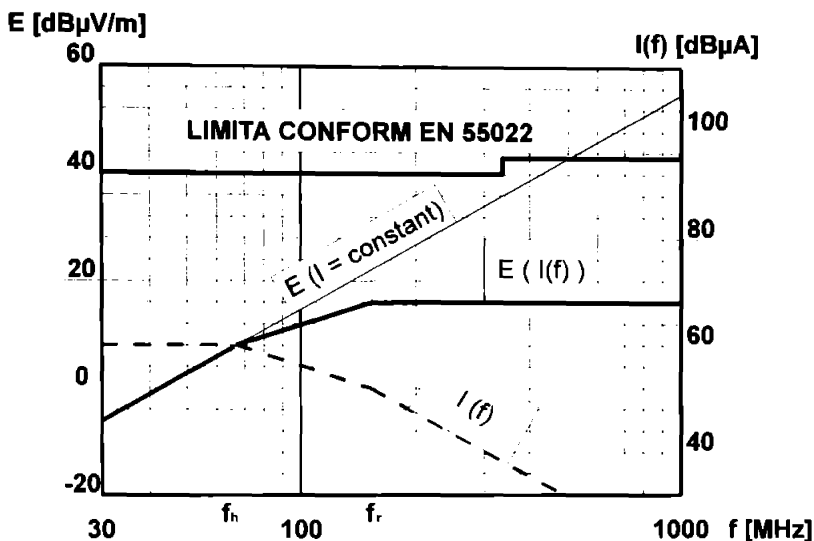


Fig. 31 Câmpul electric perturbator produs la o distanță de 3 m de un circuit logic real.

Calculăm frecvențele critice conform formulelor (26). Obținem:

$$\underline{f_h = 63 \text{ MHz}} \quad \text{iar} \quad \underline{f_r = 160 \text{ MHz}} \quad (27)$$

În fig. 31 sunt reprezentate 3 curbe. Este reprezentată curba din fig. 28, adică câmpul produs de un curent constant $E(I = \text{constant})$ de 1 mA ce străbate o buclă de 1 cm^2 . Panta curbei este de +40 dB/decadă. Mai este reprezentată anvelopa spectrului corespunzător unui semnal real produs de un circuit logic. La baza reprezentării stă curba din fig. 30. Panta acestei curbe este: 0 dB/decadă până la f_h , -20 dB/decadă până la f_r , respectiv -40 dB/decadă pentru frecvențe mai mari decât f_r .

Pentru cele 3 domenii de frecvență am combinat prima cu cea de-a doua curbă, rezultatul fiind curba $E(I(f))$. Ea reprezintă amplitudinea maximă (cazul cel mai defavorabil) al câmpului produs de un circuit logic real când acesta produce un curent de 1 mA printr-o buclă de 1 cm^2 . Forma curentului este cea din fig. 29.

În fig. 31 se observă că valoarea câmpului produs de circuitul integrat logic este cu 24 dB sub limita legală. Această valoare a fost detreminată și experimental. S-a folosit un circuit logic (hex inverter) din seria NMOS cu care a fost construit un oscilator cu quarz. Alimentarea s-a efectuat dintr-o baterie miniatură de 9V S-a măsurat câmpul într-un loc deschis standard. Rezultatele au corespuns cu curba din fig. 31. Eroarea a fost de +6 -2 dB, ceea ce se poate considera relativ exact în cadrul EMC. Diferențele dintre valorile calculate și cele măsurate provin din calcularea inexactă a suprafeței buclei, erorilor de măsurare a timpilor de creștere respectiv la jumătate a semnalelor, precum și a cuplajului buclei ce radiază cu alte bucle. Cuplajul buclei ce radiază cu alte bucle învecinate va fi tratat în capitolele următoare.

Deoarece bucla parcursă de circuitul perturbator cuplează cu alte bucle, câmpul produs de un circuit real complex va fi mai ridicat decât cel calculat și reprezentat în fig.31.

Una din modalitățile prin care curentul perturbator produce un câmp electric este cuplajul prin bucla de alimentare sau prin bucle de masă.

5.3.1 Cuplajul buclelor parcurse de curent perturbator

Bucle de curent de dimensiuni reduse sunt ineficiente ca antene, deoarece dimensiunile lor sunt mici în comparație cu lungimea de undă a semnalelor prelucrate. Ele sunt insuficiente pentru a produce câmpurile perturbatoare relativ ridicate care se măsoară la un aparat într-un loc de măsurare standard. Mecanismul prin care o buclă radiază energie electromagnetică este cuplajul cu alte bucle de dimensiuni din ce în ce mai mari. Radiația dipolului magnetic crește considerabil prin cuplajul cu alte bucle, de exemplu bucla de masă. În fig. 27 a fost reprezentat un astfel de cuplaj. În fig. 32 este reprezentat un exemplu practic de cuplaj prin bucla de masă, iar în fig. 33 schema electrică generalizată corespunzătoare.

Să considerăm (fig. 33) bucla mică de inductivitate L și arie S . Curentul produs de sursa de tensiune U prin buclă va fi: $I = U/(2\pi fL)$. Aproximativ jumătate din fluxul magnetic generat de bucla mică întreține bucla mare. În bucla mare se induce o tensiune $U' = U/2$. Curentul produs de sursa U' va fi $I' = U'/(2\pi fL')$. El va curge prin bucla mare de inductivitate L' și suprafață S' .

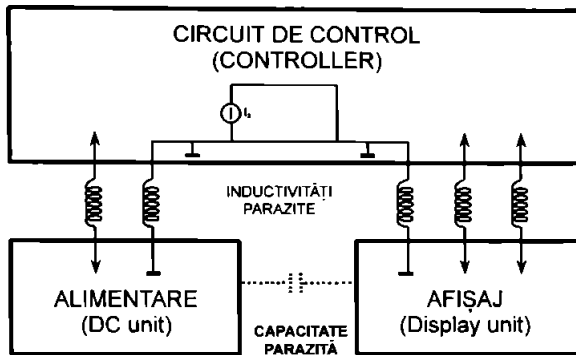


Fig. 32 Cuplajul unei bucle mici cu o buclă mare (bucla de masă).

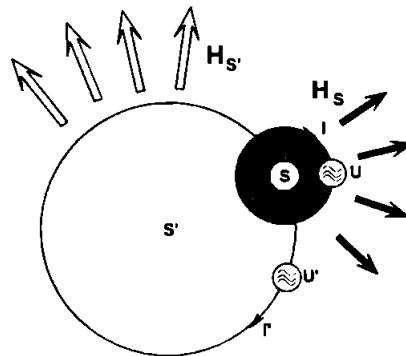


Fig. 33 Cuplajul unei bucle mici cu o buclă mare (eventual bucla de masă). reprezentare schematică.

Inductivitatea unei bucle conductoare este direct proporțională cu *diometrul* acesteia, deci direct proporțională cu radicalul suprafeței ei.

I' mai poate fi scris ca:

$$I' = \frac{1}{2} \frac{U}{2\pi fL \sqrt{\frac{S'}{S}}} = \frac{1}{2} I \sqrt{\frac{S'}{S}} \quad (28)$$

Momentul magnetic M' al buclei mari este:

$$M' = I' \cdot S' = \frac{1}{2} I \sqrt{S' S} \quad (29)$$

În concluzie se poate afirma că momentul rezultat $M + M'$ crește dacă S' este mai mare decât S , caz frecvent întâlnit în practică. Dacă de exemplu S' este de 100 ori mai mare decât S ($S' = 100S$), momentul sumă rezultat va fi de 6 ori mai mare decât momentul inițial al micii bucle. Câmpul rezultat va fi cu 16 dB mai mare! Pentru construcțiile reale cazul simplificat descris anterior se aplică de mai multe ori. O mică buclă de curent, de exemplu un integrat logic plus condensatorul de decuplare corespunzător, excită bucla circuitului de alimentare. Aceasta excită la rândul ei buclele formate de cablurile atașate aparatului. Trebuie menționat că o buclă nu trebuie să fie galvanic închisă. La înaltă frecvență, ca în fig. 32, buclele sunt închise de către capacitățile parazite intrinseci montajelor reale. În (46) este descris felul în care iau naștere buclele (de masă) și ce metode există pentru întreruperea lor.

Pentru un aparat sau sistem real, principalul mecanism de producere a radiațiilor perturbatoare este cuplajul unor relativ mici bucle de curent, străbătute de un curent relativ ridicat, cu alte bucle. Fenomenul are loc de mai multe ori. Cuplajul final are loc cu cablurile aparatului ce au rolul nedorit de antene datorită dimensiunilor lor geometrice. Buclele de curent, deci dipolii magnetici, respectiv momentul lor magnetic, sunt deci principala cauză a radiațiilor perturbatoare electromagnetice în domeniul de frecvență 30 MHz ... 1 GHz.

Cele anterior menționate se aplică aparatului electronic "standard", adică aparatelor ce cuprind unul sau mai multe microprocesoare și circuite logice. De asemenea considerentele anterioare se pot cu succes aplica și oscilatorului local sau oscilatoarelor locale ce lucrează până la frecvențe de 1 GHz. Prin utilizare unor configurații de cablaj (lay-out) adecvat, cuplajul dintre bucle poate fi redus la un minim din punct de vedere al radiației perturbatoare.

Deși în cazul circuitelor reale sunt prezenți și dipoli electrici, influența lor asupra radiației perturbatoare este neglijabilă.

Concluzii:

În cadrul capitolului patru autorul își aduce contribuția originală prin aplicarea formulelor generale ale câmpului electromagnetic la rezolvarea problemei de calculare a intensității câmpului perturbator produs de un aparat electric. S-a stabilit o limită pentru curenții perturbatori ce străbat cablurile atașate unui aparat, astfel ca radiația lor să se situeze sub limita legală. Corelația dintre câmpul perturbator și curentul prin cablurile atașate aparatului, o dată stabilită a fost verificată în practică.

Prin demonstrare teoretică și verificare practică, autorul a arătat că există o corelație între câmpul perturbator și curentul prin cablurile atașate aparatului. Această contribuție originală poate servi atât estimării radiației perturbatoare, atunci când nu se dispune de un loc de măsurare standard, cât și la reducerea în laborator a radiației aparatului. Metoda corelației se poate folosi, și este folosită de către autor atât la asigurarea compatibilității externe (situarea sub limita legală), cât și a compatibilității electromagnetice interne (intrinseci) a aparatelor.

În continuare, pe baza unui exemplu concret, bazat pe specificația actuală a circuitelor integrate, autorul a analizat cum poate un aparat, ce conține circuite integrate, să realizeze condițiile impuse de normele în vigoare. Tot pe baza unei topologii concrete standard, autorul a analizat mecanismul de propagare a radiațiilor perturbatoare către mediul înconjurător.

În capitolul următor, pe baza unor aplicații concrete, vor fi tratate metodele de măsurare ale curenților (momentele lor magnetice) perturbatori

6. Aplicații

6.1 Considerații generale

În capitolele anterioare au fost prezentate bazele teoretice și realizarea practică a unui clește de curent. De asemenea a fost stabilită teoretic și verificată practic corelația dintre curentul ce străbate cablul atașat unui aparat și câmpul electromagnetic radiat de aparat.

În capitolul șase al lucrării, dedicat aplicațiilor, se vor prezenta unele aspecte practice de folosire a cleștelui. Ele sunt măsurarea tensiunii perturbatoare la intrarea tunerelor, măsurarea impedanței de transfer între diferite module ale unui aparat electronic și măsurarea eficacității ecranării bornei de antenă a tunerelor. Se va ține cont în prezentarea aplicațiilor de corelația existentă între curentul perturbator măsurat și câmpul electromagnetic radiat.

Se va mai prezenta și o aplicație derivată constructiv din cleștele de curent și anume: sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență. Ea are foarte multe aplicații în domeniul compatibilității electromagnetice, mai ales sub forma de sondă miniatură de localizare a buclelor de curent. Folosire ei este demonstrată în cadrul a două exemple și anume: legarea în paralel a condensatoarelor de decuplaj, respectiv cuplajul buclelor de curent ale unui circuit integrat.

Deși nu are aplicații frecvente în domeniul compatibilității electromagnetice, se va aminti și sonda de măsurare a câmpului electric de înaltă frecvență

Prin prezentarea aplicațiilor practice ale instrumentelor sus-amintite nu a fost epuizată lista aplicațiilor lor posibile. Multe aplicații sunt caracteristice compatibilității electromagnetice pasive sau cum mai este ea cunoscută: imunitatea electromagnetică.

6.2 Cleștele de curent

Aparatul cel mai des folosit în măsurările de compatibilitate electromagnetică este analizorul de spectru. Varianta lui specializată în măsurări de compatibilitate electromagnetică este receptorul de măsurare. Numai cu ajutorul receptorului de măsurare nu se pot face măsurări de compatibilitate electromagnetică. Mai sunt necesare transductoare care transformă perturbația într-o tensiune ce poate fi măsurată de receptorul de măsurare.

Cel mai cunoscut exemplu de traductoare sunt antenele. Ele convertesc intensitatea câmpului electric sau magnetic într-o tensiune ce poate fi măsurată de receptorul de măsurare.

Un exemplu mai puțin cunoscut de traductor, dar folosit pe scară din ce în ce mai largă în domeniul compatibilității electromagnetice este cleștele de curent. Prin stabilirea unei corelații între curent și câmp, contribuție originală a autorului, el poate fi folosit la o măsurare de substituție a câmpului produs de către un aparat electronic.

În continuare vor fi prezentate câteva aplicații ale cleștelui de curent.

6.2.1 Aplicație - măsurarea tensiunii perturbatoare la bornele tunerelor

Măsurarea unei tensiuni ar putea fi făcută simplu cu ajutorul unui analizor de spectru conectat la borna de antenă a tunerului. Totuși aceasta nu este posibilă deoarece curenții perturbatori de mod comun ce în mod normal circulă prin antenă, ar circula prin cablul dintre mufa de antenă și analizor. Prin aceasta se modifică topologia circuitului de antenă, mai ales în cazul unei antene telescopice, sau un substitut al acesteia. În cazul unei antene telescopice curenții perturbatori circulă prin aceasta, apoi prin capacitatea parazită antenă - mediu (sau prin radiație) și se întorc la aparat prin cablul de alimentare de la rețea sau prin capacitatea parazită pământ - aparat, în cazul alimentării aparatului de la baterii. Un analizor de spectru conectat în paralel cu borna de antenă ar scurtcircuita una sau mai multe din capacitățile parazite anterior enumerate. El ar modifica de fapt tensiunea perturbatoare ce apare la borna de antenă ca urmare a circulației curenților de mod comun.

Aplicația care va fi în continuare tratată este măsurarea curenților perturbatori produși de către controller-ul unui radioreceptor digital în antena (telescopică sau echivalentă) a radioreceptorului. Pentru o mai bună înțelegere a măsurării se vor arăta la început câteva din funcțiile unui radioreceptor digital modern. S-a prezentat un receptor pentru radiodifuziunea cu modulație de frecvență (MF). Aceleași considerații sunt valabile și pentru un receptor de televiziune.

La radioreceptoarele digitale comerciale există posibilitatea căutării automate (*auto search*) a posturilor de radiodifuziune. Căutarea are loc în banda FM - modulație de frecvență; 87.5 ... 108 MHz norma CCIR, sau 66 ... 73 MHz norma OIRT.

Posturile automat găsite pot fi memorate în diferite locații ale memoriei aparatului (P_1, P_2, \dots, P_n). Facilitatea se numește *autostore*. Este necesar ca radioreceptorul în timpul căutării automată a posturilor să nu se oprească la frecvențele perturbatoare produse de către propriul controller. Dezideratul anterior se aplică mai ales radioreceptoarelor portabile prevăzute cu o antenă telescopică încorporată, dar și radioreceptoarelor staționare.

La radioreceptoarele staționare utilizatorul poate folosi o antenă exterioară sau o conexiune directă la instalația de radio-televiziune prin cablu. De asemenea el poate folosi o antenă de tip "pig-tail" sau un dipol de cameră. Antena "pig-tail" este o bucată de 1 m de sârmă ce se poate conecta direct la mufa de tip IEC a radioreceptorului.

Antena dipol de cameră este compusă din două sârme paralele pe o distanță de 1 m de la radioreceptor, apoi sârmele sunt separate pe o distanță de încă 1 m. Antena poate fi fixată pe un perete de locuință sub formă de dipol. Și această antenă este prevăzută cu un conector de tip IEC.

Din punctul de vedere al perturbațiilor produse de circuitele digitale cazul antenei "pig-tail" este identic cu cazul în care se folosește o antenă telescopică. Există totuși cazuri când la aparatele staționare apar probleme suplimentare. De obicei aparatele staționare au o carcasă din tablă. Ea ecranează radiațiile perturbatoare produse de circuitele digitale din interior. Datorită scăderii prețului de cost al maselor plastice, din ce în ce mai multe aparate au carcasa confecționată din ele. În acest caz un aparat staționar cu antenă "pig-tail" este identic în ceea ce privește problema perturbațiilor produse de către microprocesor cu un aparat portabil cu antenă telescopică. Pentru antena dipol de cameră perturbațiile produse de circuitele logice ale receptorului sunt cu 6..20 dB mai reduse față de o antenă "pig-tail". Fenomenul se datorește simetriei antenei. Tensiunea produsă de perturbațiile induse într-o ramură a dipolului se scade, la borna de antenă, din tensiunea produsă de perturbațiile induse în cealaltă ramură a dipolului.

La aparatele de radiorecepție încorporate în așa numitele "home systems" mai apare o problemă suplimentară: Utilizatorul poate asculta radio în timp ce partea de casetofon (analog sau DCC - Digital Compact Cassette) înregistrează de la o altă sursă ca de exemplu CD sau DCC. Perturbațiile produse de circuitele digitale ale componentelor anterior amintite pot afecta în mod serios radiorecepția.

Căutarea automată a posturilor se efectuează în 3 sau mai multe trepte de sensibilitate. Fiecărei trepte îi corespunde un prag. Radioreceptorul se oprește (memorează) la toate posturile cu nivel mai ridicat decât nivelul de prag. Cel mai sensibil nivel de căutare îi corespunde un prag de aproximativ $10 \mu\text{V}$ în 50Ω . Acestui prag îi corespunde un raport semnal/zgomot de aproximativ 40 dB, deci o audiență de calitate relativ bună. Căutarea automată a radioreceptorului nu trebuie să se oprească la frecvențe datorate curenților perturbatori din antenă. Deci curenții perturbatori ce circulă prin antenă trebuie să producă o tensiune mai mică decât $10 \mu\text{V}$. Deoarece impedanța de intrare a radioreceptoarelor portabile este de aproximativ 50Ω , se poate calcula pragul pentru care căutarea automată nu se mai oprește la propriile perturbații. Împărțind tensiunea de prag de $10 \mu\text{V}$ la impedanța de intrare de 50Ω obținem curentul de prag de 200 nA sau în unități logaritmice $-14 \text{ dB}\mu\text{A}$.

Măsurare este extrem de simplă: Se trece antena radioreceptorului prin cleștele de curent și se măsoară curentul perturbator din antenă. Rezultatul unei astfel de măsurări este dat în figura 34. Rezultatul corespunde unui radioreceptor la care perturbațiile sunt mai mici decât $-25 \text{ dB}\mu\text{A}$. La un radioreceptor digital uzual, curenții trebuie să fie mai mici decât $-14 \text{ dB}\mu\text{A}$ pentru ca acesta să nu se oprească la propriile perturbații. Cu cât nivelul curenților perturbatori din antenă este mai mic, cu atât mai bună va fi recepția semnalelor de intensitate redusă ($1 \dots 200 \mu\text{V}$ în antenă). Nu toate frecvențele ce se pot recepționa vor fi perturbate, ci numai acelea unde semnalele perturbatoare cad în banda de recepție (FM aproximativ 200 kHz).

Pentru a obține o recepție absolut lipsită de perturbații, nivelul curenților din antenă trebuie să fie cu aproximativ 40 dB sub nivelul anterior calculat. Curenții trebuie să fie mai mici decât $-54 \text{ dB}\mu\text{A}$, adică 2 nA ! Acest deziderat nu poate fi realizat la nivelul tehnicii actuale din cauza prețului prea mare cerut de o ecranare completă a controllerului și a altor circuite digitale, inclusiv afișajul radioreceptorului.

Singura metodă de a reduce drastic perturbațiile produse de circuitele digitale în circuitul de antenă este ecranarea completă a circuitelor digitale. Dificultatea problemei constă în faptul că perturbațiile sunt de tipul "în bandă", adică frecvențele lor ocupă aceeași bandă de frecvență ca și semnalul util. Deci nu este posibilă filtrare la intrarea tunerului a semnalului perturbator, deoarece și semnalul util ar fi atenuat corespunzător.

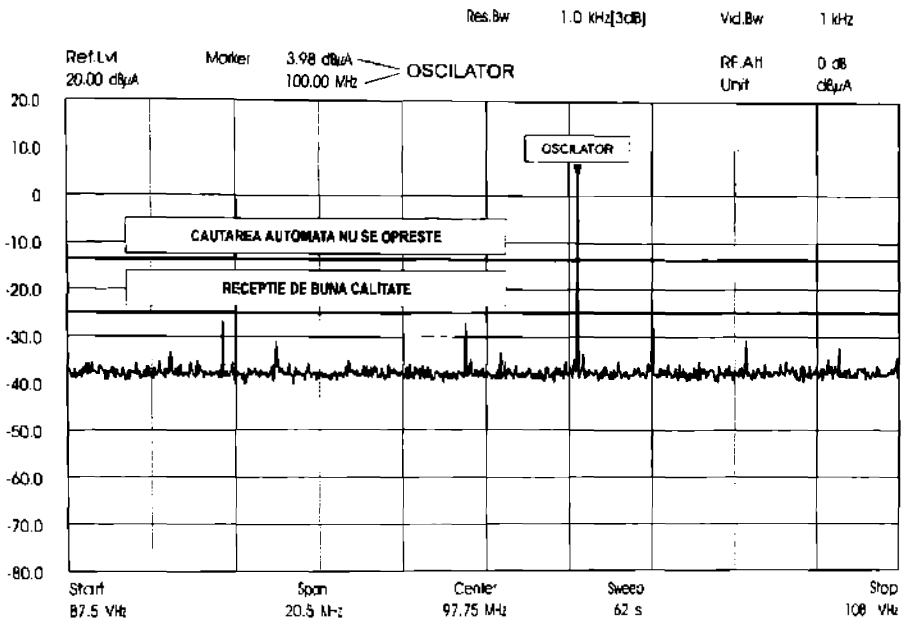


Fig. 34 Măsurarea curentului perturbator prin antena unui radioreceptor cu ajutorul cleștelui de curent

Prin descrierea aplicației anterioare s-a demonstrat cu claritate, că numai folosirea unui clește de curent poate duce la obținerea unui radioreceptor digital de calitate. O măsurare a perturbațiilor într-un loc de măsurare standard de 3 m nu ar fi posibilă. Într-un oraș mare se pot recepționa aproximativ (statistic) 20 de transmițătoare MF guvernamentale sau private. În Viena, de exemplu numărul transmițătoarelor MF este situat în jurul a 35.

În continuare este descrisă o metodă originală de reducere a perturbațiilor provenite de la controller-ul unui tuner. Se reduce tensiunea la borma de antenă. Aplicația se bazează de asemenea pe folosirea a doi clești de curent. Rezultatele obținute pot fi verificate prin metoda utilizată în prima aplicație.

6.2.2 Aplicație - măsurarea impedanței de transfer între module

Realizarea practică a aplicației este descrisă în fig. 35.

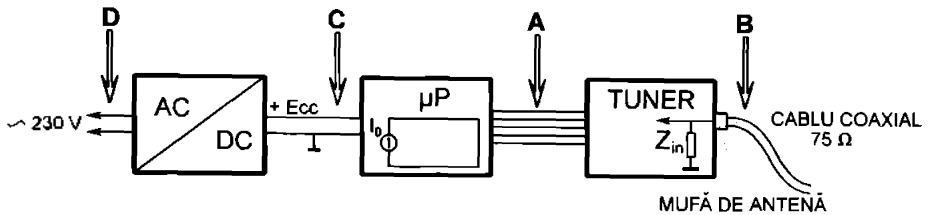


Fig. 35 Măsurarea factorului de transfer în curent cu ajutorul a două sonde de curent.

Măsurarea se efectuează cu un receptor de măsurare (analizor de spectru sau analizor de rețea) prevăzut cu un generator de urmărire (tracking generator). Primul clește de curent se conectează la ieșirea generatorului de urmărire. Cu el se injectează curent de înaltă frecvență în banda care ne interesează. Cu cel de-al doilea clește se măsoară curentul indus de primul clește. Logaritmul raportului dintre curentul indus de primul clește și curentul măsurat cu cel de-al doilea clește îl constituie factorul de transfer în curent dintre două cabluri sau circuite imprimate.

În exemplul din fig. 35 se poate măsura factorul de transfer în curent dintre cablurile atașate microprocesorului și cablul de intrare al tunerului. Primul clește se aduce în apropierea cablurilor microprocesorului, respectiv în A, iar cel de-al doilea clește în B.

În fig. 36 este reprezentat rezultatul unei astfel de măsurări. În locul cleștilor de curent (de injectare sau măsurare a câmpului electromagnetic de înaltă frecvență) se pot folosi și sonde de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență. Asupra acestor sonde se va reveni în 6.4

Se mai pot efectua și alte măsurări ca de exemplu:

- se injectează semnal în cablul de alimentare, punctul D și se măsoară în C pentru a determina factorul de transfer al curenților perturbatori din rețea către microprocesor.

- se injectează în D și se măsoară în A pentru a determina factorul de transfer al curenților perturbatori din rețea către tuner.

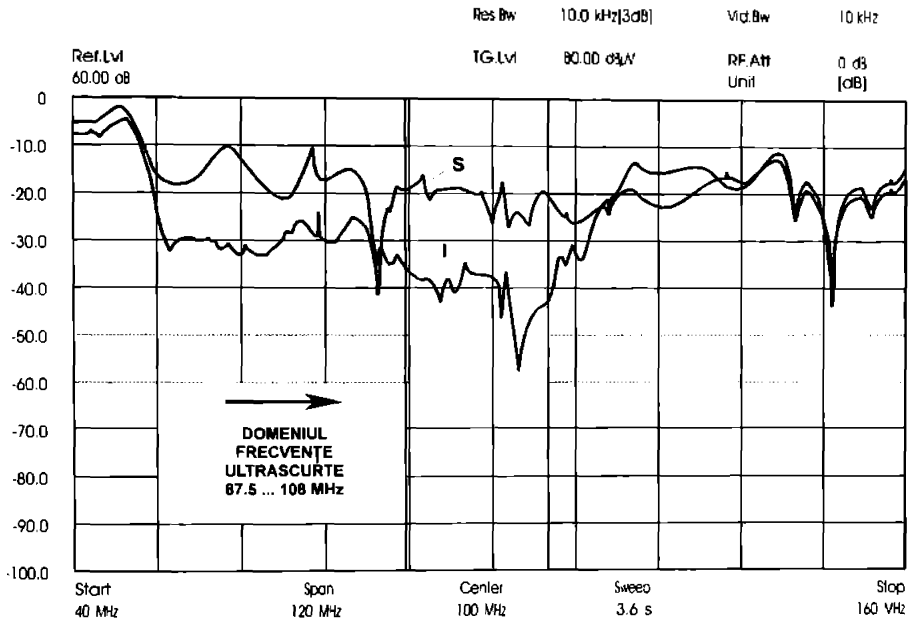


Fig. 36 Măsurarea factorului de transfer în curent dintre cablurile atașate microprocesorului și cablul de intrare al tunerului.

În fig. 36 sunt reprezentate două curbe. Curba superioară (S) reprezintă factorul de transfer înainte de optimizare, iar cea inferioară (I) după optimizare. Ea s-a realizat prin introducerea unor componente pasive (bobine și rezistențe) în serie cu cablurile controller-ului.

Optimizarea din fig. 36 a adus o reducere a curenților perturbatori din cablul de antenă (pig-tail) cu 10 ... 20 dB. Perturbațiile de mod diferențial la ieșirea de audiofrecvență au fost și ele proporțional reduse.

6.2.3 Aplicație - măsurarea eficacității ecranării a bornei de antenă

Dacă impedanța de transfer [46] a conexiunii cablului coaxial la radioreceptor este suficient de mare, are loc conversia curentului perturbator de mod comun ce circulă prin cablul coaxial în tensiune perturbatoare de mod diferențial. Tensiunea diferențială este prezentă la borna de intrare a tunerului radioreceptorului putând provoca fie deranjamente ale recepției, sau dacă este suficient de mare, chiar oprirea căutării automate la perturbațiile proprii radioreceptorului.

Măsurarea "coaxialității", sau a eficacității ecranării unei borne de antenă a unui radioreceptor este descrisă în norma europeană EN 55 020 [6]. În principiu se folosește o masă neconductoare de 6 m lungime și 1m lățime pe care se așează la un capăt aparatul ce se testează, iat celălalt capăt al mesei se așează un generator de semnal util de radio-frecvență. Generatorul se conectează la aparat printr-un cablu coaxial cu impedanță de transfer cât mai redusă. De-a lungul cablului se plimbă un clește absorbant [46]. El este conectat la un analizor de spectru. Se măsoară cât de "etanșă" este mufa de intrare coaxială în aparat. Practic se măsoară cu ajutorul cleștelui absorbant acea parte a energiei livrată de generator ce nu ajunge la aparat, adică "pierderile" mufei de intrare a aparatului. Din descrierea succintă anterioară se observă că măsurarea este complicată. Autorul pune la dispoziția potențialilor utilizatori o metodă originală simplificată de măsurare a eficacității ecranării. De asemenea autorul propune o metodă originală, de reducere a eficacității ecranării, pentru a simula condițiile ce ar pute exista la utilizatorul final al aparatului.

Metodă simplificată, de laborator, pentru măsurarea eficacității ecranării unei borne de antenă se efectuează cu ajutorul unui clește de curent. Montajul experimental este descris în figura 37.

Curentul i_1 este diferit de curentul i_2 . Curentul i_2 reprezintă curentul primar măsurat de cleștele de curent. i_1 nu este măsurat de către cleștele de curent deoarece el parcurge de două ori în sensuri opuse cleștele. Curentul i_2 se datorește "necoaxialității" montajului și se închide prin mediul înconjurător și prin bucla de masă. El reprezintă tocmai pierderile de energie dintre generator și aparat. Cu cât curentul i_2 este mai mic, cu atât pierderile prin ne-coaxialitate sunt mai mici, deci mufa plus legătura la circuit imprimat sunt mai bune

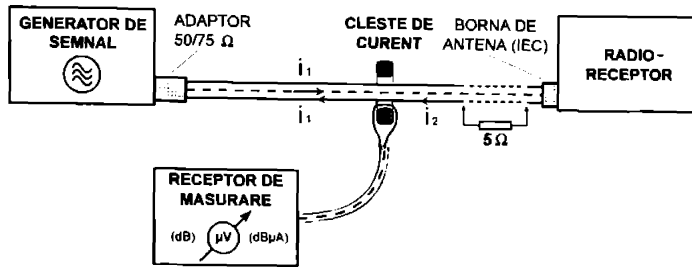


Fig. 37 Măsurarea eficacității ecranării bornei de antenă a unui radioreceptor.

Prin definiție eficiența ecranării se calculează ca:

$$S = \frac{i_2}{i_1} \quad \text{sau logaritmice} \quad S' = 20 \lg \frac{i_2}{i_1} \quad (30)$$

Curentul i_1 se calculează din raportul U_{gen}/Z_{in} , iar curentul i_2 se măsoară cu ajutorul cleștelui de curent.

Pentru a simula o scădere a eficacității ecranării se întrerupe tresa cablului coaxial în apropierea radioreceptorului. În locul întreruperii se înseriază o rezistență de 4.7 Ω.

Curenții de mod comun proveniți din circuitele digitale ale radioreceptorului ce circulă prin cablul coaxial produc pe această rezistență o tensiune diferențială ce se aplică intrării radioreceptorului. Se poate aprecia subiectiv perturbația produsă radioreceptorului. Se mai poate aprecia și obiectiv calitatea radioreceptorului, mărind valoarea rezistenței serie și notând la ce valoare a ei are loc oprirea căutării automate la perturbații proprii. Cu cât valoarea astfel găsită a rezistenței este mai mare, cu atât perturbațiile sunt mai mici, deci receptorul mai bun.

Măsurările anterior descrise trebuie efectuate într-o cabină ecranată, pentru a reduce perturbațiile provenite de la transmisoarele publice din exterior. Unele din ele se pot efectua și în afara cabinei ecranate, dar trebuie ținut cont de influența perturbatoare a emițătoarelor care pot falsifica rezultatele măsurărilor.

6.3 Sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență

Am arătat că principală cauză a radiațiilor perturbatoare produse de un aparat sau de un echipament electronic uzual sunt micile bucle de curent. Întrebarea care se pune este: Cum putem determina unde sunt localizate aceste bucle? Pentru a determina locul și forma micilor bucle de curent producătoare de perturbații electromagnetice ne folosim de trei tipuri simple de transductoare:

1. Sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență (6.3)
2. Sonda de măsurare a câmpului electric de înaltă frecvență (6.5)
3. Sonda miniatură de localizare a buclelor parcurse de curent (6.4)

Din punct de vedere constructiv sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență (fig. 38 a) este foarte ușor de realizat. Ea se compune dintr-un cablu coaxial (eventual semirigid) o mufă de tip BNC și un rezistor de 50 Ω . Rezistorul este ales de tip SMD (Surface Mounted Device) pentru a avea inductivitate și capacitate minimă.

În fig. 38 b) este reprezentată schema electrică echivalentă a sondei.

Sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență poate fi folosită la detectarea buclelor parcurse de curenți de înaltă frecvență prin conectarea sondei la un receptor de măsurare. Modul de utilizare al sondei este următorul: La un aparat la care se măsoară într-un loc standard că perturbațiile se situează peste limita legală se notează frecvențele la care câmpul perturbator a depășit limita legală. La aceste frecvențe cu ajutorul sondei de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență se determină localizarea buclelor "răspunzătoare" de aceste perturbații. Sondele au un diametru cuprins între 5 și 1 cm pentru a permite o localizare grosieră respectiv fină a buclelor perturbatoare.

O altă aplicație a sondei de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență este determinarea perturbațiilor "în bandă", adică perturbațiile care sunt situate în același domeniu de frecvență ca și banda de lucru a aparatului. Exemplul clasic este perturbația produsă de un microprocesor (controller) și recepționată de tunerul radio, TV, etc. care este controlat de microprocesor.

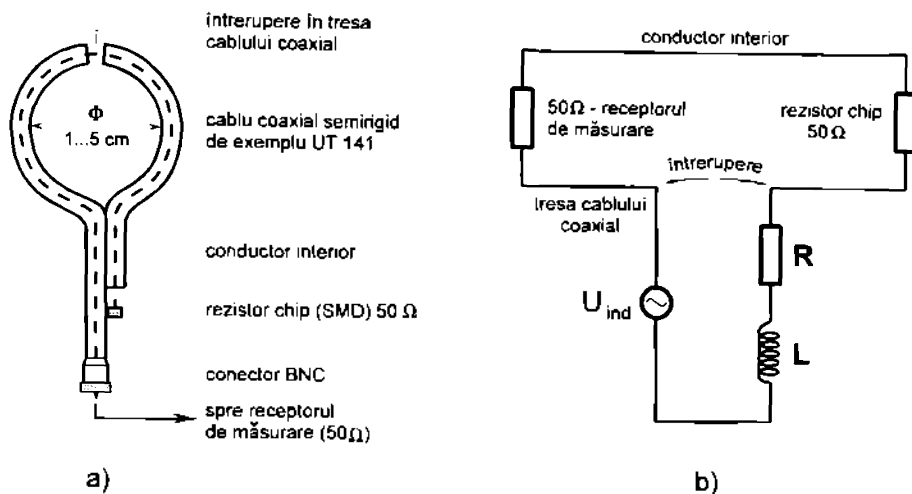


Fig. 37 Sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență

Ca metodă de lucru se recomandă acoperirea circuitului imprimat cu o folie nemetalică și căutarea cu ajutorul sondei de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență a circuitului sau circuitelor "vinovate" de producerea perturbațiilor. Receptorul de măsurare va indica o tensiune direct proporțională cu intensitatea momentului magnetic corespunzător buclelor. Sonda trebuie plimbată la o distanță constantă de circuit pentru ca informația despre câmpul magnetic apropiat corespunzător diferitelor bucle de curent trebuie să nu depindă de distanța dintre sondă și circuit. Ceea ce am descris în paragraful anterior este de fapt un scanner [33] manual de curenți (momente magnetice) de înaltă frecvență.

Datorită dimensiunilor relativ mari în comparație cu dimensiunile circuitelor ce se măsoară, sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență nu poate fi folosită cu succes atunci când se caută exact proveniența radiației perturbatoare. Cu ea se găsește porțiunea cablajului și integratului ce produc radiație perturbatoare. Pentru determinarea traseului (bucle de curent), care produce radiație perturbatoare se folosește o sondă miniatură.

6.4 Sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent

Sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent este frecvent folosită în măsurările de compatibilitate electromagnetică. Cu ajutorul ei se pot determina exact traseele parcurse de curenții perturbatori. Se pot localiza cu exactitate traseele de circuit imprimat, sau cablurile parcurse de curenți perturbatori de înaltă frecvență. Din punct de vedere constructiv, ea se compune dintr-un miez de ferită. Miezul este deschis pentru a permite pătrunderea câmpului magnetic produs de curentul perturbator în circuitul magnetic al sondei. Miezul trebuie să fie cât mai mic pentru a putea localiza cu cât mai mare exactitate traseul "vinovat" de producerea perturbațiilor. Se poate folosi fie un tub de ferită, sau o perlă de ferită cu un diametru exterior de 2 ... 3 mm. Este posibilă și folosirea unei ferite de la un cap video. Se taie o deschidere paralelă cu axa de simetrie de 0.5 mm. În funcție de domeniul de frecvență investigat se bobinează pe miezul de ferită 1 ... 8 spire. Cu cât frecvența este mai mare, cu atât numărul de spire trebuie să fie mai redus. Reprezentarea schematică a construcției este dată în figura 39.

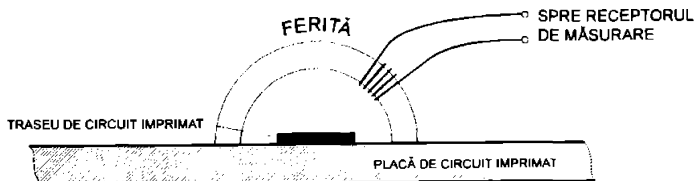


Fig. 39 Sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent - reprezentare schematică.

Din punct de vedere tehnic sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent se aseamănă din punct de vedere constructiv și funcțional cu capetele de citire a benzilor magnetice audio, video sau de date. Ca și la acestea și în cazul construcției sondei o atenție deosebită trebuie acordată ecranării electrice. Câmpurile electrice produse de circuite electrice situate la diferite potențiale produc în părțile neecranate ale sondei semnale false.

În fig. 40 este reprezentată o secțiune prin sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent, precum și modul de conectare a acesteia.

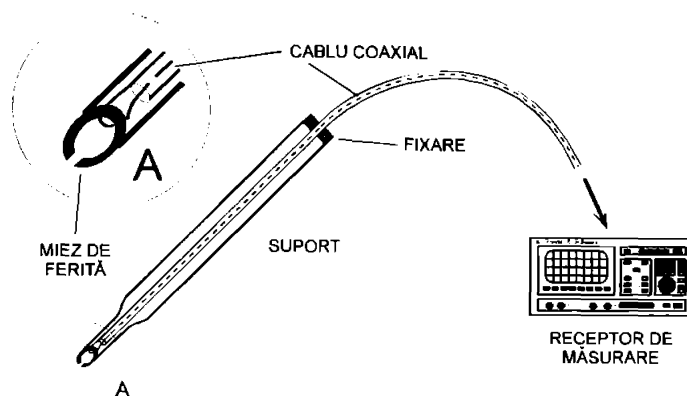


Fig. 40 Sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent - detaliu constructiv și mod de conectare.

Sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent este practic de neînlocuit atunci când se caută buclele de curent ce cauzează perturbații electromagnetice. Se pot căuta cauzele tensiunii perturbatoare de radiofrecvență (150 kHz ... 30 MHz) prezentă la bornele de rețea ale aparatului conform EN 55 013 [2] sau FCC 15 [14]. De asemenea se pot căuta cauzele radiației electromagnetice perturbatoare (30 ... 1000 MHz) conform EN 55 022 [7] sau CS 2.12.1 [67].

FCC 15 [14] Cu ajutorul sondei miniatură pot fi determinate cauzele autopoluării de înaltă frecvență ale diferitelor aparate ce conțin module analogice, digitale sau combinate.

Se mai poate determina traseul parcurs de un anumit curent, cum ar fi de exemplu curentul din circuitul de clock dintre două microprocesoare, sau curentul amplificatorului atașat unui oscilator de înaltă frecvență.

Se mai poate de asemenea determina forma, respectiv suprafața (minimă?), a circuitului de decuplare a alimentării unui circuit logic.

Sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent mai poate fi folosită și reciproc. Dacă în locul analizorului de spectru din fig. 40 se folosește un generator de semnal de înaltă frecvență modulată în amplitudine, cu ajutorul sondei se pot induce în diferitele plăci de circuit imprimat sau cablului ale unui aparat curenți de înaltă frecvență. Curenții se induc local și astfel se pot determina circuitele susceptibile, adică cu imunitate scăzută la radiații perturbatoare.

Pentru a demonstra folosirea sondei miniatură pentru localizarea buclelor de curent, autorul prezintă două aplicații ale acesteia. Ele sunt originale și folosite cu succes pentru a reduce perturbațiile diferitelor circuite imprimate, ce conțin microprocesoare, sub limita legală. Cele două aplicații sunt:

1. legarea în paralel a condensatoarelor de decuplare
2. măsurarea cuplajului buclelor parcurse de curent

6.4.1 Aplicație - legarea în paralel a condensatoarelor de decuplare

O practică curentă a proiectanților de circuite este prevederea alimentării fiecărui circuit integrat logic cu câte un condensator de decuplare. Din punct de vedere al circuitului de alimentare toate condensatoarele de decuplare sunt conectate în paralel. Să analizăm un astfel de circuit din punctul de vedere al radiației perturbatoare.

Circuitul este reprezentat în mod simplificat în figura 41.

Condensatorul C_1 este condensatorul de decuplare al circuitului integrat logic IC. C_2 este condensatorul de decuplare al unui alt circuit integrat logic, care nu a mai fost reprezentat în figură. Cele două condensatoare sunt legate între ele de 20 de cm de cablaj și printr-un plan de masă cu resistivitate și inductivitate specifice neglijabile

Inductivitatea $L = 200$ nH reprezintă inductivitatea circuitului de cablaj imprimat ce se găsește între cele două condensatoare ($L_{\text{specific}} = 10$ nH/cm).

Rezistența $R = 0.8$ Ω reprezintă rezistența circuitului de cablaj imprimat ce se găsește între cele două condensatoare ($R_{\text{specific}} =$ aproximativ 40 m Ω /cm).

Valorile anterioare sunt valabile numai pentru aplicația (exemplul) considerată. Pentru alte cazuri valorile trebuie recalulate.

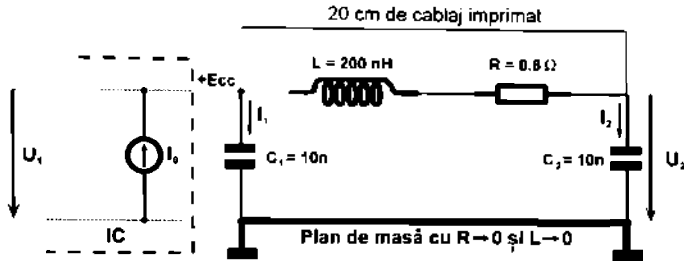


Fig. 41 Circuit rezonant paralel rezultat din conectarea în paralel a două condensatoare de decuplare.

În fig. 42 a) este reprezentată dependența de frecvență a curenților prin circuitul din fig. 41, iar în fig. 42 b) este reprezentată dependența de frecvență a tensiunilor din același circuit.

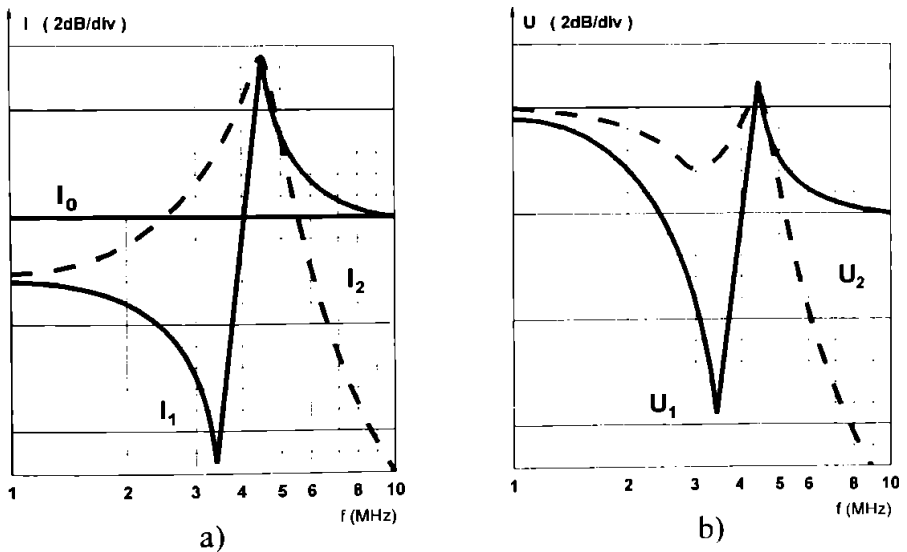


Fig. 42 Reprezentarea curenților și a tensiunilor pentru două condensatoare de decuplare legate în paralel

Din fig. 42 a) se observă faptul că valoarea curentului I_2 este mai mare chiar decât curentul I_0 furnizat de circuitul integrat. De asemenea bucla parcursă de I_2 , respectiv momentul magnetic al acestui curent este mult mai mare decât bucla parcursă de I_0 .

Rezonanța paralelă a circuitului din fig. 41 are loc atunci când este îndeplinită egalitatea:

$$\frac{1}{2\pi f_0 C_1} = 2\pi f_0 L - \frac{1}{2\pi f_0 C_2} \quad (31)$$

Impedanța circuitului la frecvența de rezonanță f_0 este:

$$Z = \frac{Q}{2\pi f_0 C_e} \quad (32)$$

unde Q este factorul de calitate al circuitului.

Valoarea maximă a modulului impedanței circuitului la rezonanță este limitată de pierderile ohmice în circuit. Factorul de calitate al unui traseu de cablaj imprimat este de aproximativ 5. Aceasta înseamnă că valoarea curentului ce circulă prin bucla $L - C_2$ este de ≈ 5 ori mai mare decât curentul furnizat de circuitul integrat. Datorită faptului că bucla parcursă de I_2 este foarte mare, circuitul integrat produce radiații perturbatoare mult mai intense decât cele așteptate.

Un alt dezavantaj al legării în paralel a condensatoarelor de decuplare este mărirea tensiunii ondulatorii (ripple) la rezonanță. Valoarea ei ca fi de ≈ 5 ori mai mare decât valoarea calculată, datorită circuitului $L - C_2$.

Pentru a evita rezonanțe de felul celei anterior descrise și implicit curgerea unor curenți perturbatori prin buclele de alimentare și masă, în proiectarea circuitelor trebuie introduse filtre de tip RC trece jos. Valoarea rezistenței trebuie să fie mai mare decât 100 Ω . Impedanța condensatorului de decuplare trebuie să fie mică comparativ cu rezistența lui.

În stadiul actual al tehnicii și condensatoarele electrolitice au o rezistență serie foarte scăzută. Nu este justificată folosirea unui condensator electrolitic de decuplare paralel cu unul ceramic. Inductivitatea parazită a condensatorului de decuplare depinde numai de lungimea terminalelor lui plus lungimea traseului de circuit imprimat până la locul de decuplare.

Cele afirmate anterior pot fi verificate prin experiențe elementare. Una din ele este reprezentarea impedanței de transfer a condensatorului electrolitic în comparație cu un condensator ceramic. Nu se constată ca diferența decât faptul că rezonanța serie a condensatorului ceramic este situată la frecvențe mult mai înalte decât cea a condensatorului electrolitic. În ultima vreme au fost realizate condensatoarele electrolitice cu impedanță internă deosebit de scăzută. Ele sunt de tipul OS-CON (Organic - Semiconductor CONDensator). Domeniul lor principal de folosire este reducerea perturbațiilor electromagnetice.

Pentru a verifica experimental efectele negative produse de legarea în paralel a condensatoarelor de decuplare, circuitul din figura 41 a fost măsurat cu o sondă miniatură pentru localizarea și măsurarea curenților de înaltă frecvență (figura 40). Montajul experimental este reprezentat în figura 43.

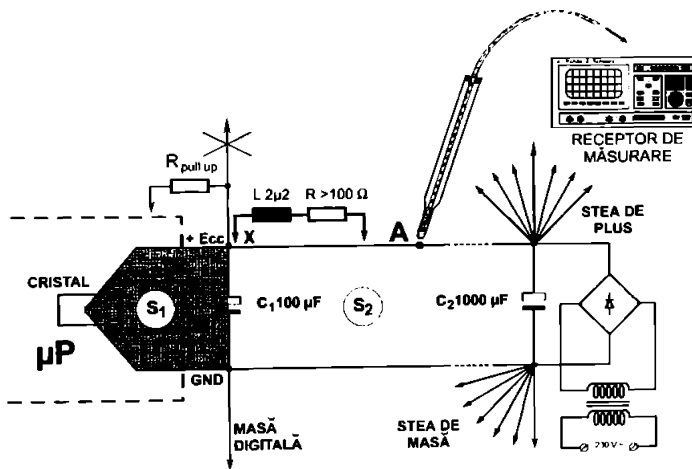


Fig. 43 Verificarea experimentală a condensatoarelor legate în paralel

În figura 43 este reprezentată o secțiune printr-un microprocesor μP . Bucla S_1 este bucla de alimentare a microprocesorului.

Ea este formată din cristalul pe care este realizat microprocesorul, condensatorul de decuplare C_1 , legăturile interne al μP -ului și traseele aferente. În cazul în care bobina L și rezistența R nu sunt prezente, condensatorul C_1 este legat în paralel cu condensatorul C_2 . De asemenea C_1 este conectat în paralel și cu toate condensatoarele de decuplare legate la steaua de plus, respectiv steaua de masă. Conectarea este efectuată prin trasee de circuit imprimat, prin cabluri, prin carcasă, sau prin toate modalitățile de conectare

Măsurarea de referință, deci fără L și R , a fost efectuată cu ajutorul sondei miniatură fixate în punctul A . Rezultatul măsurării este reprezentat în figura 44.

Prin întrerupere traseului de cablaj în punctul X și introducerea elementelor $L = 2.2 \mu H$ și $R = 150 \Omega$ și remăsurarea curentului circuitului de alimentare tot cu ajutorul sondei miniatură fixate în punctul A , obținem un nou grafic. El este reprezentat în figura 45.

Valorile curentului din figurile 44 și 45 sunt relative, deoarece măsurarea cu ajutorul sondei miniatură este necalibrată. Diferența dintre curentul ce străbate bucla S_2 , cu elementele L și R neconectate, respectiv conectate este de aproximativ 20 dB. Ea se datorește întreruperii legăturii între C_1 și C_2 .

Prin introducerea elementelor L și R microprocesorul are ca sursă locală de energie condensatorul C_1 . Dacă ele nu ar fi prezente, microprocesorul și-ar putea lua energia din C_2 printr-un circuit rezonant serie format din inductivitatea traseelor de legătură și C_2 . Impedanța circuitului la rezonanță este mai mică decât impedanța condensatorului C_1 . Curentul ce ar circula în acest caz prin bucla S_2 produce un moment magnetic de valoare considerabilă. Energia care în mod normal este absorbită de microprocesor din C_1 , poate fi de asemenea luată din orice condensator legat în paralel cu C_2 .

Concluzie:

Orice circuit ce poate produce perturbații trebuie nu numai local decuplat, ci și separat de circuitele ce i-ar putea furniza energie de radiofrecvență.

La dimensionarea elementelor C_1 , L și R trebuie să se țină cont de natura aplicație circuitului. Pentru folosirea unui μP ca și controler la un tuner pentru unde lungi și medii, valoare lui C_1 trebuie să fie suficient de mare. Un condensator de 10 nF are la o frecvența de 100 kHz o impedanță de 10 Ω . Decuplarea μP -ului ar fi insuficientă la frecvențe joase. Folosirea unui condensator electrolitic de 100 μF asigură o decuplare suficientă.

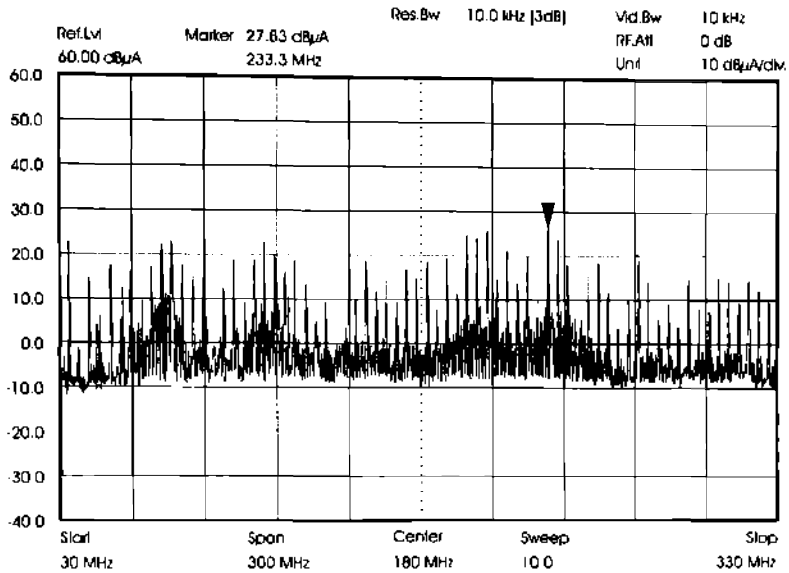


Fig. 44 Măsurarea curentului în punctul A (fig. 43) cu o sondă miniatură de curent - I. și R neconectate

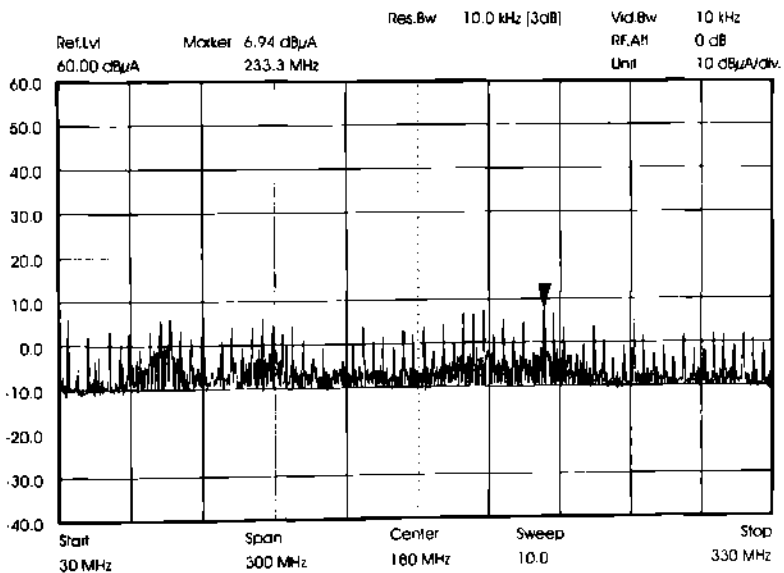


Fig. 45 Măsurarea curentului în punctul A (fig. 43) cu o sondă miniatură de curent - I. și R conectate

Inductivitatea L a fost aleasă de $2.2 \mu\text{H}$ pentru a avea rezonanța serie (impedanță ridicată) la aproximativ 100 MHz , unde cablurile atașate unui aparat au radiația maximă. La frecvențe joase, de ordinul sutelor de kHz , ea nu are nici un rol, deoarece impedanța ei este scăzută. La frecvențe joase rolul separării circuitului de alimentare al microprocesorului îl ia rezistența R . La frecvențe înalte, mai mari de 30 MHz rezistența R nu mai este necesară.

La bucla S_1 nu este permisă conectarea altor circuite de alimentare. În caz contrar se produce cuplajul buclelor între ele și deci creșterea momentului magnetic. Un exemplu de cuplaj al buclelor este dat în 6.4.2.

Când puterea absorbită de circuitul integrat nu permite folosirea unui filtru RC , trebuie folosite șocuri (drosele) de înaltă frecvență. Rezonanța paralelă are loc și în aceste condiții. Frecvența de rezonanță este mult coborâtă prin alegerea unei valori adecvate pentru bobină. Ea trebuie astfel dimensionată din punctul de vedere EMC, încât frecvența de rezonanță paralelă să fie mai mică decât orice frecvență perturbatoare produsă de circuit.

Se mai pot utiliza ferite cu pierderi. Feritele cu pierderi, un produs modern destinat folosirii în domeniul compatibilității electromagnetice, sunt realizate sub formă SMD multistrat și pot prezenta impedanțe aproape rezistive de până la $1 \text{ k}\Omega$ la o frecvență cuprinsă între 100 și 300 MHz . Rezistența serie (de curent continuu) este cuprinsă între $100 \text{ m}\Omega$ până la 2.5Ω . Curentul maxim suportat de aceste componente este cuprins între 50 mA și $0.5 \dots 1 \text{ A}$. Prețul lor actual (o bucată costă cât aproximativ 30 de rezistențe SMD) este încă prea ridicat pentru aplicațiile de larg consum.

Pentru circuitele realizate în tehnologie convențională se pot folosi perle de ferită cu terminale (engl. beads-on-wire). Ele sunt de asemenea confecționate dintr-o ferită ce prezintă pierderi la înaltă frecvență. Prin interiorul perlei, de fapt un tub, trece un terminal la fel ca la rezistoarele normale. Pentru o lungime a tubului de 0.5 cm impedanța (rezistivă) a componentei este de 50Ω la 100 MHz , iar pentru o lungime de 1 cm se obțin 100Ω la aceeași frecvență de măsurare. Curentul suportat este de ordinul zecilor de amperi.

Ideal este ca pentru fiecare circuit logic să fie folosit un circuit de decuplare RC , eventual LC propriu. Decuplare separată a fiecărui circuit nu este necesară dacă se reușește eliminarea inductanțelor parazite. Practic se poate folosi un circuit imprimat multistrat. În cadrul lui se definește un plan de masă și un plan de alimentare.

Ele sunt fiecare un strat complet, fără goluri ce ar putea mări inductivitatea parazită a planelor. În acest caz, dacă considerăm planul de alimentare și cel de masă cu $L \rightarrow 0$, din punct de vedere teoretic ar ajunge un singur condensator pentru decuplarea părții de alimentare!

O altă aplicație a sondei miniatură pentru localizarea buclilor de curent, care va fi tratată în cele ce urmează pe baza unui exemplu practic, este chiar localizarea buclilor de curent ce produc perturbații.

6.4.2 Aplicație - cuplajul buclilor parcurse de curent

Un exemplu practic. Un microprocesor are un circuit de clock. Acesta este realizat dintr-un rezonator ceramic sau cristal de cuarz conectate în reacția negativă a trei inversoare ca în figura 43. Bucla S nu poate fi parcursă de curenți mari deoarece impedanța de intrare în primul inversor este foarte mare ($> 5 \text{ M}\Omega$). Tensiunea vârf la vârf la ieșirea inversorului 3 este aproximativ egală cu tensiunea de alimentare. Totuși montajul descris nu produce perturbații electromagnetice. Totuși un microprocesor produce câmpuri perturbatoare. Acestea se datoresc în primul rând curenților ridicai ce circulă prin bucla de alimentare. La bornele de alimentare ale unui circuit logic se găsește suma curenților cu semn schimbat necesari efectuării fiecărei tranziții logice.

Și montajul din figura 43 poate produce perturbații dacă ieșirea de joasă impedanță ($\approx 50 \Omega$) a inversorului 3 cupleză capacitiv sau inductiv cu un traseu de semnal. În traseul de semnal iau naștere curenți perturbatori ce se extind prin cuplajul dintre diversele bucle din cadrul circuitului imprimat sau al cablajului intern al aparatului.

Pentru a preîntâmpina cuplajul capacitiv sau inductiv parazit dintre ieșirea inversorului 3 și circuitul de semnal, între traseele de circuit imprimat corस्पunzătoare se introduce un ecran. El este practic realizat dintr-un traseu de masă sau dintr-un traseu de alimentare decuplat la masă.

Cu ajutorul sondei miniatură pentru localizarea buclilor de curent se poate determina care este traseul urmat de curentul perturbator major. Ideal ar fi ca acesta să circule pe un traseu minim între alimentarea circuitului integrat și masa sa.

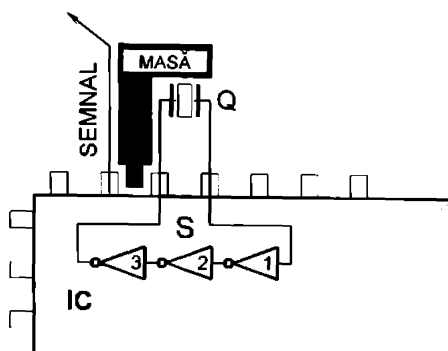


Fig. 43 Microprocesor cu circuit de clock

La fel se pot găsi cu sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent curenții perturbatori de înaltă frecvență produși de ieșirile de clock sau de date rapide. Cu cât frontul de creștere a semnalului este mai mic, cu atât vor fi mai mari perturbațiile produse de semnal. Aceasta este una din concluziile cele mai importante ale analizei Fourier aplicată în domeniul compatibilității electromagnetice.

La toate cazurile anterior amintite, reducerea perturbațiilor se face prin inserarea în calea de semnal a unor filtre trece jos. Ele pot fi de tipul: R -C, L -C, Π etc. Se pot folosi și inductivități cu pierderi la înaltă frecvență. Filtrul trebuie **neapărat** să fie situat în apropierea terminalului ce furnizează semnalul de filtrat. Filtrul se conectează chiar nemijlocit la masa semnalului de filtrat. Topologia anterior descrisă are ca scop reducerea buclelor de curent ce emit radiații perturbatoare. Dacă recomandările anterioare nu sunt respectate, filtrul poate aduce chiar un efect contrar, și anume: creșterea perturbațiilor!

La dimensionarea filtrului trece jos trebuie ținut cont de faptul că semnalul util, frecvența de bază, de exemplu trebuie să străbată filtrul fără alterații majore. Se admite rotunjirea semnalului (engl. cornering). Totuși semnalul rotunjit de la ieșirea din filtru mai trebuie să depășească în orice condiții pragul logic al circuitului următor. Aceasta trebuie să se întâmple în orice condiții.

Chiar și la tensiunea de alimentare minimă, temperatura de funcționare minimă, semnalul minim specific aparatului, etc, acesta trebuie să funcționeze normal. Din punctul de vedere al perturbațiilor, filtrul trece jos ar trebui să lase să treacă numai componenta sinusoidal de bază a semnalului și să taie toate armonicile superioare. Din punctul de vedere al software-ului semnalul ar trebui să fie dreptunghiular perfect, și fără întâzieri.

Autorul folosește o metodă proprie de determinare a filtrului trece jos optim din punct de vedere al rotunjirii flancurilor semnalului și al funcționării aparatului. Pentru un filtru R -C de ordinul 1 de exemplu se mărește rezistența R în trepte până când aparatul nu mai funcționează. Apoi se ia ca valoare definitivă pentru rezistența R jumătatea valorii pentru care aparatul nu a mai funcționat. Se realizează astfel o marjă de siguranță ce asigură buna funcționare a aparatului în orice condiții. În patru ani de aplicare a metodei nu a existat nici o reclamație de nefuncționare a unui aparat din cauza filtrelor trece jos astfel dimensionate.

Pentru a trece în revistă toate sondele folosite în domeniul reducerii perturbațiilor se va trata și sonda de măsurare a câmpului electric de înaltă frecvență, deși domeniul ei de aplicabilitate este cu mult mai restrâns ca al sondei de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență.

6.5 Sonda de măsurare a câmpului electric de înaltă frecvență

Sonda de măsurare a câmpului electric de înaltă frecvență are aplicații reduse în domeniul EMC. Una din puținele aplicații posibile este măsurarea câmpului electric perturbator produs de afișajele cu cristale lichide. Acestea, datorită impedanței lor ridicate nu necesită decât curenți foarte reduși, deci și curenții perturbatori produși vor fi foarte scăzuți. Ele sunt relativ îndepărtate de microprocesor, iar cablurile de conectare pot radia un câmp electric perturbator. Câmpul electric produs de cabluri poate fi detectat de o sonda de măsurare a câmpului electric de înaltă frecvență

Realizarea constructivă a sondei este reprezentată în figura 44 a), iar schema electrică echivalentă în figura 44 b)

Sonda poate fi considerată din punct de vedere electric ca o antenă de tip electric cu dimensiuni neglijabile comparativ cu lungimea de undă a semnalului recepționat.

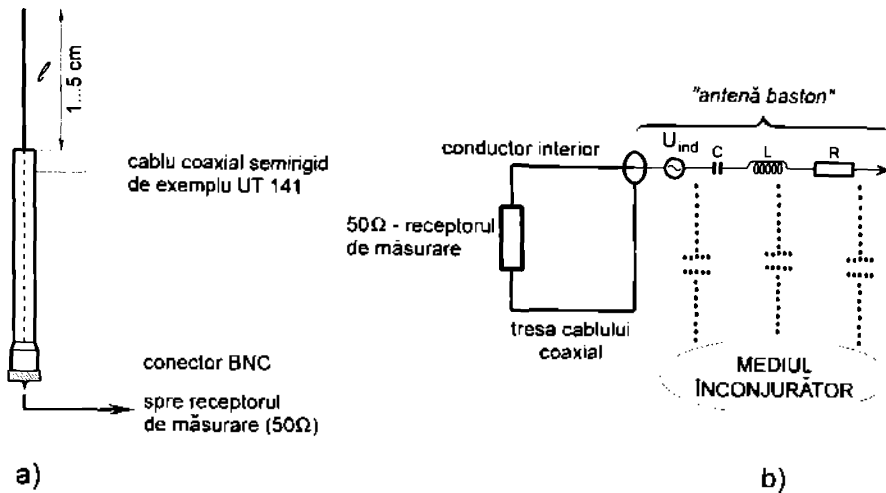


Fig. 44 Sonda de măsurare a câmpului electric de înaltă frecvență

Concluzii:

În cadrul capitolul șase, dedicat aplicațiilor, autorul prezintă câteva aplicații practice de măsurări de compatibilitate electromagnetice. Ele au la bază experiența practică a autorului care s-a ocupat de problema măsurării și a reducerii acestora pe parcursul a mai mult de șase ani de activitate consacrați domeniului.

Prima din aplicațiile originale prezentate este măsurarea tensiunii perturbatoare la bornele tunerelor. Prin folosire cleștelui de curent, se poate realiza această măsurare, care prin procedee standard, nu ar fi posibilă. Autorul arată și limitele sub care trebuie să se găsească perturbațiile, pentru realizare unui aparat calitativ superior. Limitele propuse de autor au fost preluate de către firma Philips (Departamentul Central de Calitate) și introduse ca cerințe în caietul general de sarcini (PQR = Product Quality Requirements) pentru radioreceptoarele produse de firmă.

De asemenea cerințe și metode de măsurare analoge celor descrise în 6.2.1 au fost stabilite de autor pentru măsurare curenților și stabilirea limitelor specifice modulelor. Problema a constat în faptul că un centru de proiectare al firmei a realizat un modul (tuner, CD, controller, etc), iar un alt centru de realizare al aparatelor nu a putut utiliza acest modul din cauza radiației perturbatoare excesive. O dată cu stabilire de către autor a limitelor și metodelor de măsurare a curenților perturbatori ai modulelor și introducerea acestora în caietul general de sarcini PQR - Module, problema a fost rezolvată.

A doua aplicație este o contribuție originală a autorului, des folosită la realizarea aparatelor firmei Philips. Prin efecte de compensare, sau prin introducerea unor componente specifice, se realizează reducerea perturbațiilor în partea sensibilă la influențe perturbatori a receptoarelor. Metoda originală poate fi folosită cu succes la reducerea transmiterii perturbațiilor între modulele unui aparat sau în cadrul sistemelor.

A treia aplicație originală prezentată - măsurarea eficacității ecranării a bornei de antenă - este o simplificare a măsurării legale. Ea scutește timpul și costurile legate de o măsurare conform normei. Autorul oferă de asemenea o metodă simplă de reducere a eficacității ecranării a bornei de antenă, pentru o mai bună înțelegere a comportamentului aparatului la utilizatorul final.

În continuare se descrie unul din instrumentele de bază din dotarea specialistului în compatibilitatea electromagnetică: sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență, și a derivatei ei: sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent. O contribuție practică originală a autorului este extrema miniaturizare a sondei. Cu o sondă de construcție proprie autorul a putut determina un traseu de cablaj de 0.3 mm străbătut de curent perturbator (bucula de alimentare), situat între ale 20¹ de trasee similare. Pasul între trasee a fost de 0.6 mm.

Cu ajutorul sondei miniatură de construcție proprie autorul a putut demonstra experimental cât de dăunătoare este din punct de vedere al compatibilității electromagnetice legarea în paralel a condensatoarelor de decuplare. Fenomenul a fost analizat și matematic pe baza unui exemplu numeric. Prin această demonstrație teoretică și practică autorul a reușit să combată o practica uzuală la proiectanții de circuite electronice. Prin folosirea consecventă a rezultatelor autorul a reușit să aducă însemnate economii firmei.

În încheierea aplicațiilor autorul demonstrează pe scurt că nu este necesară folosirea condensatoarelor ceramice paralel cu condensatoarele electrolitice. De asemenea el trece în revistă unel componente pasive noi din domeniul compatibilității electromagnetice și câteva din aplicațiile lor practice.

O ultimă aplicație a sondei miniatură, dă prilejul autorului să își aducă contribuția originală la o metodă concretă de măsurare a circuitelor imprimate din punctul de vedere al compatibilității electromagnetice. Autorul expune o metodă proprie originală de dimensionare a filtrelor de reducere a curenților perturbatori la nivel de circuit imprimat.

Autorul mai trece în revistă și sonda de măsurare a câmpului electric. Este arătată și o aplicație concretă a acesteia.

7. Contribuții originale și concluzii generale

7.1 Contribuții originale

Capitolul 1

În prima parte a capitolului întâi se amintesc ecuațiile ce descriu radiația electromagnetică a unui dipol punctiform. Ecuațiile aplicate sunt cunoscute din teoria generală a câmpului electromagnetic (rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell). Se discută conceptele de câmp apropiat și câmp îndepărtat, concepte des întâlnite la măsurări de compatibilitate electromagnetică. Discuția are loc ca bază particularizarea pentru cazul cel mai defavorabil al ecuațiilor generale. Se stabilește o legătură între intensitatea câmpului electric la o distanță cunoscută de la un transmiiător de unde electromagnetice și puterea lui electrică.

Partea a doua a capitolului este o contribuție originală a autorului lucrării, și anume aplicarea concretă a ecuațiilor la o măsurare de compatibilitate electromagnetică. Măsurarea constă în determinarea radiației perturbatoare a unui aparat electric conform normelor de compatibilitate electromagnetică. Autorul stabilește o **dependență teoretică (7) între curentul de mod comun ce străbate oricare dintre cablurile atașate aparatului ce se măsoară și radiația electromagnetică perturbatoare produsă de aparat**. Dependența stabilită pe cale teoretică este discutată în funcție de condițiile practice. Discuția a fost aprofundată și urmată de verificări practice în capitolele trei și cinci.

Capitolul 2

În cadrul acestui se descriu normele internaționale de compatibilitate electromagnetică. La începutul capitolului s-a făcut o scurtă clasificare a normelor. S-a comparat stadiul actual al tehnicii cu cerințele normelor. A fost analizată aplicabilitatea normelor de perturbații în funcție de diverse zone geografice și domenii de frecvență

Următorul subcapitol este dedicat locului standard deschis de măsurare al perturbațiilor electromagnetice. La început este prezentată construcția locului standard și sunt enumerate aparatele de măsurare ce intră în componența lui.

Se descrie felul în care decurge o măsurare de perturbații electromagnetice într-un loc standard. Contribuția originală a autorului este **prezentarea și discutarea modului în care se atașează cablurile aparatului ce se măsoară în conformitate cu prevederile normative**. Se prezintă limitele prevăzute de norme pentru radiația electromagnetică perturbatoare. Se discută neajunsurile diverselor norme. Ca o contribuție proprie se cere **modificarea unor norme**, astfel ca ele să poată fi aplicate și altor categorii de aparate. Se discută conceptele de câmp apropiat și câmp îndepărtat, concepte des întâlnite la măsurări de compatibilitate electromagnetică. Pe baza unui exemplu concret, locul standard deschis de măsurare a perturbațiilor situat în Viena, autorul prezintă **principalele probleme tehnice și legale** legate de măsurările efectuate într-un astfel de loc.

Capitolul 3

Capitolul este dedicat **analizei influenței cablurilor** atașate aparatului la care se măsoară perturbația electromagnetică. Capitolul este complet original, deoarece normele, sau nu prevăd de loc acest subiect, sau îl tratează într-un mod general.

S-a studiat influența lungimii și a poziției cablurilor atașate prin experimente practice. De asemenea au fost trecute în revistă mecanismele de producere a perturbațiilor și rolul diferitelor componente ce se pot atașa cablurilor. Componentele atașate cablurilor au fost studiate atât din punct de vedere funcțional (rezistențe de sarcină), cât și din punct de vedere al comportamentului de radiație. Autorul propune o **standardizare a lungimii și a poziției cablurilor atașate**.

Prin exemple bazate pe măsurări proprii autorul lucrării a arătat, respectiv demonstrat, o **metodă sistematică originală de măsurare a perturbațiilor radiate** (în 3 sau 10 m). Metoda de măsurare anterior descrisă se bazează întru-totul pe cerințele prevederilor legale. Meritul ei constă în faptul că face o **legătură între norma legală și aplicare ei în practică**. Aplicarea consecventă a metodei, îmbinată armonios cu experiența câștigată din măsurări, duce la scurtare timpului de măsurare. Totodată se evită ca din neglijență unele aranjamente ale cablurilor conectate aparatului ce se testează să fie uitate la efectuarea diferitelor măsurări.

Metoda originală a autorului se folosește deja în cadrul firmei Philips, pentru a ușura comunicare cu centrele de proiectare și producție din Orientul Îndepărtat. Autorul intenționează să o prezinte ca **propunere de normă** și CENELEC.

Metoda prezentată constituie de asemenea un răspuns clar și sistematic la întrebarea: Cum se orientează respectiv aranjează cablurile la o măsurare de radiații perturbatoare? Răspunsul la întrebarea anterioară se bazează pe **un studiu și pe experiențe originale** ale autorului **despre aranjarea cablurilor atașate aparatelor**.

O altă contribuție originală a autorului lucrării este folosirea la măsurări de perturbații electromagnetice a unor **tabele "inteligente" ce pot citi, transmite sau prelucra automat date**.

Capitolul 4

Capitolul patru este dedicat unei metode originale simplificate de măsurare a perturbației electromagnetice. Printr-o organigramă, s-a arătat un concept de aplicare a metodei. Metoda poate fi aplicată ca premăsurare, deci înaintea unei măsurări legale sau la testarea rapidă a unor eșantioane din producția de serie.

În cadrul acestui capitol autorul lucrării a arătat cum se pot măsura curenții de radiofrecvență ce circulă prin cablurile atașate unui aparat. El a descris un **clește de curent de fabricație artizanală** care poate fi simplu realizat în orice laborator de electronică. Contribuția originală a autorului este **decrierea exactă a construcției, calibrării și sensibilității cleștelui de curent**. De asemenea au fost analizate principiile fizice ce stau la baza funcționării cleștelui. Au mai fost analizate **principalele elemente parazite perturbatoare** ce pot reduce performanțele lui. Au fost arătate metode de reducere a influențelor parazite. Deoarece cleștele de curent nu poate fi folosit decât ca traductor atașat unui analizor de spectru, sau receptor de măsurare, au fost prezentate principalele probleme ale interconectării cleștelui la analizor. Un exemplu practic de măsurare cu ajutorul unui clește de curent calibrat încheie subcapitolul.

Un subcapitol este dedicat comparației între cleștele de curent de construcție industrială și cel de construcție artizanală.

S-au comparat sub formă tabelară parametrii electrici, mecanici și prețul de cost ai celor doi clești. Tabelul a fost urmat de o discuție amănunțită a parametrilor.

Tot mai multe unități din industria mondială au, sau doresc să obțină certificate (atestate) de calitate conform ISO 9000, 9001, sau 9003. Pentru obținere unui atestat unitatea trebuie să dovedească printre altele că efectuează măsurări de calitate. O măsurare de calitate în sensul ISO nu poate fi efectuată decât cu un aparat de măsurare calibrat. Meritul autorului lucrării este că arată cum poate fi calibrat un clește de curent și ce poate deteriora rezultatul măsurării cu un astfel de clește.

Capitolul 5

În cadrul capitolului cinci autorul își aduce contribuția originală prin aplicarea **formulelor generale ale câmpului electromagnetic la rezolvarea problemei de calculare a intensității câmpului perturbator produs de un aparat electric.**

S-a stabilit o limită pentru curenții perturbatori ce străbat cablul atașate unui aparat, astfel ca radiația lui să se situeze sub limita legală. Se discută influența mai multor cabluri, parcurse de curenți perturbatori, atașate unui aparat.

Corelația dintre câmpul perturbator și curentul prin cablurile atașate aparatului, o dată stabilită a fost verificată în practică.

Prin demonstrare teoretică și verificare practică, autorul a arătat că există o corelație între câmpul perturbator și curentul prin cablurile atașate aparatului. Această contribuție originală poate servi atât estimării radiației perturbatoare, atunci când nu se dispune de un loc de măsurare standard, cât și la **reducerea în laborator a radiației aparatului.** Metoda corelației se poate folosi și este folosită de către autor, ca metodă originală, atât la asigurarea compatibilității externe (situarea sub limita legală), cât și a compatibilității electromagnetice interne (intrinseci) a aparatelor.

În continuare, pe baza unui exemplu concret și original, bazat pe specificația actuală a circuitelor integrate, autorul a analizat teoretic, cum poate un aparat, ce conține circuite integrate, să realizeze condițiile impuse de normele în vigoare. Contribuția originală a autorului este faptul că el a aplicat în practică formulele deduse în primul capitol al lucrării.

Autorul stabilește astfel o **corelație originală între specificația unui circuit integrat, cablajul pe care acest este montat și radiația perturbatoare a aparatului** în care circuitul integrat este montat.

Pe baza unei topologii concrete standard, autorul a analizat teoretic mecanismul de propagare a radiațiilor perturbatoare către mediul înconjurător. Mecanismul de propagare este cuplajul buclor parcurse de curenți de înaltă frecvență. El este unul din principalele subiecte ale compatibilității electromagnetice.

Capitolul 6

În cadrul capitolului șase, dedicat aplicațiilor, autorul prezintă câteva exemple practice de măsurări de compatibilitate electromagnetică. Ele au la bază experiența autorului care s-a ocupat de problema măsurării și a reducerii acestora pe parcursul a mai mult de șase ani de activitate consacrați domeniului.

Prima din aplicațiile originale prezentate este **măsurarea tensiunii perturbatoare la bornele tunerelor**. Prin folosirea cleștelui de curenți, se poate realiza această măsurare, care prin procedee standard, nu ar fi posibilă. Autorul arată și limitele sub care trebuie să se găsească perturbațiile, pentru realizare unui aparat calitativ superior.

Limitele propuse de autor au fost preluate de către firma Philips (Departamentul Central de Calitate) și introduse ca cerințe în caietul general de sarcini (**PQR = Product Quality Requirements**) pentru radioreceptoarele produse de firmă.

De asemenea cerințe și metode de măsurare analoge celor descrise în 6.2.1 au fost stabilite de autor pentru **măsurare curenților și stabilirea limitelor specifice modulelor**.

A doua aplicație este tot o contribuție originală a autorului. Prin efecte de compensare, sau prin introducerea unor componente specifice se realizează reducerea perturbațiilor în partea sensibilă la influențe perturbatorii a receptoarelor. Metoda originală poate fi folosită cu succes la **reducerea transmiterii perturbațiilor între modulele unui aparat sau în cadrul sistemelor**.

A treia aplicație originală prezentată - **măsurarea eficacității ecranării bornei de antenă** - este o simplificare a măsurării legale. Autorul descrie pe scurt metoda legală și dificultățile de ordin tehnic legate de aplicarea acesteia. Metoda originală scutește timpul și costurile legate de o măsurare conform normei.

Autorul oferă de asemenea o **metodă simplă** originală de reducere a **eficacității ecranării a bornei de antenă**, pentru o mai bună înțelegere a comportamentului aparatului la utilizatorul final.

În continuare se descrie unul din instrumentele de bază din dotarea specialistului în compatibilitatea electromagnetică: sonda de măsurare a câmpului magnetic de înaltă frecvență, și a derivatei ei: sonda miniatură pentru localizarea buclelor de curent. O contribuție practică originală a autorului este **extrema miniaturizare a sondei**. Pe lângă descrierea modului de realizare a sondei, mai este descrisă și schema ei electrică echivalentă. Se explică modul de folosire al sondei ca scanner manual de detectare a buclelor parcurse de curenți de înaltă frecvență.

Cu ajutorul sondei miniatură de construcție proprie autorul a putut demonstra experimental cât de dăunătoare este din punct de vedere al compatibilității electromagnetice **legarea în paralel a condensatoarelor de decuplare**. Fenomenul a fost analizat și matematic pe baza unui exemplu numeric. Afirmările făcute, matematic demonstrate au fost verificate pe baza unui exemplu practic. A fost analizat circuitul de decuplare al unui microprocesor real. **Aplicând recomandările autorului**, curentul perturbator din bucla de alimentare a microprocesorului a fost redus cu 20 dB. Datele experimentale confirmă premisele teoretice. S-a efectuat și o analiză detaliată a proiectării circuitului de decuplare a alimentării. Prin această demonstrație teoretică și practică autorul a reușit să combată o practică uzuală la proiectanții de circuite electronice.

Autorul trece în revistă unele componente pasive noi din domeniul compatibilității electromagnetice și câteva din aplicațiile lor practice.

O ultimă aplicație a sondei miniatură, cuplajul buclelor parcurse de curent, dă prilejul autorului să își aducă contribuția originală la o **metodă concretă de măsurare a circuitelor imprimate din punctul de vedere al compatibilității electromagnetice**. Autorul expune o metodă proprie originală de dimensionare a filtrelor de reducere a curenților perturbatori la nivel de circuit imprimat.

Deși cu aplicații mai restrânse, este analizată și sonda de măsurare a câmpului electric de înaltă frecvență.

7.2 Concluzii generale

Pe parcursul întregii lucrări, autorul a încercat și credem că a reușit să demonstreze că măsurările de compatibilitate electromagnetică active sau pasive respectiv externe sau interne nu necesită aparatajul și locurile satandard de măsurare cerute de normele legale. Demonstrația afirmației anterioare s-a făcut în mod teoretic în cadrul capitolelor unu și patru ale lucrării. În cadrul capitolului patru demonstrarea teoretică a fost verificată în practică.

Chiar cu ajutorul unor traductoare originale cum ar fi: cleștele de curent artizanal, sau sonda miniatură pentru localizarea buclelor parcurse de curent, atașate unui analizor de spectru adecvat, se poate asigura compatibilitatea electromagnetică a unui aparat electronic. Verificarea finală, deci conformitatea cu normele trebuie totuși efectuată într-un loc și mod prevăzut de către acestea.

Rolul metodelor simplificate de măsurare a compatibilității electromagnetice este de a reduce timpul de măsurare, precum și a prețului de cost specifice măsurărilor. Ele au menirea se a realiza, încă din fazele timpurii ale unui proiect, module calitative nu numai din punctul de veder al funcționalității ci și din punctul de vedere al compatibilității electromagnetice. Din îmbinarea a astfel module, aparatul final va fi și el de calitate superioară în ceea ce privește compatibilitatea electromagnetică.

Un capitol separat, capitolul șase, a fost dedicat aplicațiilor specifice metodelor tratate în capitolele precedente. Ele sunt numai câteva din exemplele de folosire ale metodelor și aparatajului specifice compatibilității electromagnetice.

Autorul dorește, că prin lucrarea de față să pună la îndemâna proiectanților de aparataj electric și electronic un instrument de lucru viabil pentru asigurarea unor aparataje de calitate și în ceea ce privește compatibilitate electromagnetică.

Doresc să mulțumesc pentru sprijinul acordat și competența îndrumare științifică domnului profesor Eugen Pop și colectivului de cadre ale Universității Tehnice din Timișoara, care m-au sprijinit în realizarea lucrării.

Mulțumesc pe această cale și colegilor de la firma Philips Viena și Philips Eindhoven pentru sprijinul acordat la efectuarea măsurărilor și pentru observațiile privitoare la partea științifică a lucrării.

Lucrarea a fost redactată cu ajutorul programului WordPerfect[®] 6.0 for Windows, desenele au fost realizate cu CorelDraw[®] 5.0, iar tabele cu Excel[®] 5.0. Simulările de comportare teoretică a circuitelor au fost efectuate cu ajutorul programului MicroCap[®] IV. Rezultatele măsurărilor efectuate cu ajutorul receptorului de măsurare au fost transferate prin intermediul unei magistrale paralele de date de tip IEEE 488.2 (sau GP-IB = **G**eneral **P**urpose **I**nterface **B**us) unui personal computer. Formatul grafic al rezultatului măsurărilor, sau al simulărilor este HPGL (**H**ewlett-**P**ackard **G**raphic **L**anguage). Graficele au fost ulterior importate și prelucrate de către programul de grafică CorelDraw[®] 5.0. Desenele executate, sau importate de către CorelDraw[®] 5.0 și tabelele executate cu Excel[®] 5.0 au fost introduse în cadrul textului scris cu ajutorul programului de prelucrare a textelor WordPerfect[®] 6.0 ca OLE (**O**bject **L**inked and **E**mbedded), adică ca obiecte legate dinamic de programul de proveniență. Tehnica este caracteristică programului Windows[®] 3.11

BIBLIOGRAFIE

1. **EN 55 011** Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of ISM (IndustrialScientific Medical) Radio Frequency Equipment.
2. **EN 55 013** Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of Broadcast Receiversand Associated Equipment.
3. **Amendment 12 (1994) to EN 55 013**
4. **EN 55 014** Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of Household Electrical Appliances, Portable Tools and Similar Electrical Apparatus.
5. **EN 55 015** Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of Fluorescent Lamps.
6. **EN 55 020** Immunity from Radio Interference of Broadcast Receivers and Associated Equipment.
7. **EN 55 022** Limits and Methods of Measurement of Radio Disturbance Characteristics of ITE (Information Technology Equipment).
8. **EN 60 555** Disturbances in Supply Systems Caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipment.
9. **EN 50 081-1** Electromagnetical Compatibility, Generic Emission Standard, Generic Standard Class: Domestic, Commercial and Light Industry.
10. **EN 50 082-1** Electromagnetical Compatibility, Generic Immunity Standard, Generic Standard Class: Domestic, Commercial and Light Industry.
11. European Council Directive of 3 May 1989 on the Approximation of the Laws of the Member States Relating to Electromagnetic Compatibility (89/336/EEC).
12. Federal Communications Commission FCC - USA,
FCC Procedure for Measuring RF Emissions.
13. Federal Communications Commission FCC - USA, **FCC 2**
Frequency Allocations and Radio Treaty Matters.
14. Federal Communications Commission FCC - USA, **FCC 15**
Subparts A-J: Radio Frequency Devices.

- 15. CISPR Publication 13;** Limits and Methods of Measurement of Radio Interference Characteristics of Sound and TV Receivers.
- 16. CISPR Publication 16;** Specification for Radio Interference Measuring Apparatus and Measurement Methods.
- 17. IEC Publication 106,** Recommended Methods of Measurement of Radiated and Conducted Interference for Receiver for Amplitude-modulation Frequency-modulation and Television Broadcast Transmissions.
- 18. IEC Publication 1000** Electromagnetic Compatibility: Industrial and other Nonpublic Networks and Equipment Connected Thereto.
- 19. Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen Nr. 69**
(Germania Federala)
- 20. Philips** International EMC handbook.
- 21. Philips** Standardization Bulletin - News on EMC.
- 22. Philips** Data Handbook MA01 Soft Ferrites.
- 23. Philips** Data Handbook MA03 Piezoelectric Ceramics; Special Ferrites.
- 24. JANSSEN/DOORN** EMC Design Rules for Electronic Systems V 0.1
- 25. DURCANSKY G.** EMV-gerechtes Gerätedesign
- 26. MÄUSEL R.** Hochfrequenzmeßtechnik.
- 27. MÄUSEL R.** Meßverfahren in d. Nachrichtenübertragungstechnik
- 28. MEINKE...** Taschenbuch der Hochfrequenztechnik.
- 29. PEIER D.** Elektromagnetische Verträglichkeit.
- 30. SCHWAB A.** Elektromagnetische Verträglichkeit.
- 31. FISCHER/BALTZER/LUTZ** EMV - Störfestigkeitsprüfungen
- 32. VDE Kollektiv** Handbuch Elektromagnetische Verträglichkeit
- 33. RAHMES D.** EMV Rechtsvorschriften und ihre Anwendungen in der Praxis
- 34. GOEDBLOED J.** Electromagnetic Compatibility.
- 35. SĂVESCU M.** Circuite electrice liniare.
- 36. MATEESCU AD.** Analiza și sinteza circuitelor electrice
- 37. ANDRONESCU PL.** Bazele electrotehnicii.
- 38. POP E. ...** Tehnici moderne de măsurare

39. MILLEA A. Măsurări electrice, principii și metode.
40. MANOLESCU P. Măsurări electrice și electronice.
41. NICOLAU E. Manualul inginerului electronist, măsurări electronice.
42. NICOLAU E. Manualul inginerului electronist, Vol III * Radiotehnica.
43. SCHNORRENBURG Spektrumanalyse
44. VĂTĂȘESCU Circuite cu semiconductoare în industrie.
45. PETRAȘCU D. Măsurarea perturbațiilor electromagnetice **referat -1-**
46. PETRAȘCU D. Direcții de îmbunătățire a performanțelor instalațiilor de măsurare a perturbațiilor electromagnetice **referat -2-**
47. PETRAȘCU D. Korrelation Feldstärkemessung - Störleistungsmessung mit der Absorptions-Meßwandlerzange.
48. DANKER/PETRAȘCU A New Method of Current Injection.
49. Rohde & Schwarz: Meßtechnik von Nutz- und Störsignale
50. Rohde & Schwarz: Meßgeräte und Meßsysteme; Katalog 1993
51. Rohde & Schwarz: Störfestigkeitsmeßtechnik 1 Konzeption, 2 Realisierung
52. Rohde & Schwarz: VHF Current probe ESV-Z1 Manual
53. Rohde & Schwarz: EMV Seminar 12/1992.
54. Rohde & Schwarz: Neues von Rohde & Schwarz.
55. Hewlett Packard: Messungen mit dem Spectrum-Analysator
56. Hewlett Packard: Netzwerk-Messungen im HF-Bereich
57. Hewlett Packard : Journal.
58. National Semiconductor: An Introduction to Electromagnetic Interference (EMI).
59. The International Journal of EMC ITEM 1992.
60. The International Journal of EMC ITEM 1993.
61. CADS Journal 1991 ... 1995.
62. EMV Journal 1990 ... 1995.
63. Elektronik Report 1990 ... 1995.
64. EMC 10th International Zurich Symposium 1991.
65. EMV'92 Int. Fachmesse und Kongreß- Karlsruhe.
66. EMC 11th International Zurich Symposium 1993.