



TEZĂ DE ABILITARE

Dezvoltarea unor noi direcții de cercetare în compatibilitatea electromagnetică

Conf. dr. ing. Mircea Ion BUZDUGAN
Facultatea de Instalații
Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca

2018

CUPRINS

1. Motivația depunerii tezei de abilitare	3
1.1 Preambul	3
1.2 Evoluție profesională și competențe	4
1.3 Structura tezei	6
2. Spre un nou concept: biocompatibilitate electromagnetică	7
2.1 Introducere	7
2.2 Analiză critică asupra valorilor de referință ICNIRP pentru câmpurile electromagnetice de extrem de joasă frecvență	9
2.3 Biocompatibilitate versus compatibilitate electromagnetică	13
2.4 Câmpurile magnetice de extrem de joasă frecvență și influența acestora asupra sănătății	14
2.5 Măsurători și comentarii	15
2.6 Concluzii și dezvoltări ulterioare	25
Bibliografia capitolului	26
3. Despre analiza dihotomiei, calitate a energiei electrice versus compatibilitate electromagnetică	27
3.1 Scurtă definiție a celor două concepte	27
3.2 Aspecte de calitate a energiei electrice pentru o acționare electrică de turaj variabilă cu ajutorul motoarelor de curent continuu fără perii	30
3.2.1 Elemente introductive	30
3.2.2 Măsurători și analiză	33
3.2.2.1 Centrale de tratare a aerului	33
3.2.2.2 Verificarea limitelor armonice	36
3.2.2.3 Verificarea interferențelor electromagnetice conduse	40
3.2.2.4 Verificarea imunității la perturbații conduse	46
Bibliografia capitolului	58
4. Măsurii anti-perturbative pe liniile de distribuție de joasă tensiune	59
4.1 Introducere	59
4.2 Filtre pasive EMI pentru rețeaua de joasă tensiune	60
4.3 Comportamentul neideal al elementelor filtrelor EMI	63
4.4 Ridicarea caracteristicii filtrului EMI pentru CTA	74
4.5 Verificarea eficienței măsurii anti-perturbative	76
4.6 Concluzii	76
Bibliografia capitolului	79
5. Direcții de cercetare ulterioară	80

1. Motivația depunerii tezei de abilitare

1.1 Preambul

Existența și civilizația stau în cea mai mare măsură sub semnul binomului mentor – discipol. Cu toții începem evident prin a fi discipolii părinților și mai apoi a educatorilor noștri. Desigur aproape toți sfârșim prin a fi mai mult sau mai puțin mentori: mentorii copiilor noștri, mentorii celor cu care venim în contact în viața privată sau în cea profesională. Dar atunci când a fi mentor reprezintă o constantă a existenței, cum este cazul dascălilor, aceasta reprezintă în egală măsură un regal dar și o povară plăcută.

Un regal pentru că ne întâlnim și ne confruntăm mereu cu personalități noi, cel mai adesea cu tineri cărora le modelăm personalitățile, dar de la care avem în egală măsură și foarte multe de învățat. În primul rând trebuie să învățăm să rămânem tineri în spirit, deoarece numai astfel putem să ne racordăm la dinamica trepidantă a tehnologiei, motor al vieții economice și sociale moderne.

Este o povară plăcută, pentru că fiecare tânăr cu care ne intersectăm în viața profesională de dascăli ne privește cu un ochi critic, încercând să înțeleagă ceea ce încercăm să le spunem și poate mai ales să ne înțeleagă. E greu să ai în fața ta atâția ochi care se întrebă mereu dacă ceea ce le spui le va folosi într-adevăr în viață sau nu.

Este o povară plăcută pentru că atunci când îi privim pe studenții noștri la momentul absolvirii constatăm de cele mai multe ori că am reușit să le inoculăm o fărâmbă din sufletele noastre și i-am pregătit pentru trecerea dură spre viața reală.

Pentru a fi un mentor bun însă trebuie să rămâi în continuare și discipol, să înveți mereu: de la tineri, de la cei mai experimentați și să asimilezi cât mai mult din cultura științifică și tehnică a epocii.

Pentru a fi un mentor bun însă trebuie să poți lucra cu semenii tăi, să ai spirit de echipă și nu în ultimul rând să fi capabil să conduci o echipă, fie ea formată și din două persoane, la limită dintr-un doctorand și un conducător științific.

În ceea ce mă privește, consider că am primit mult de la persoanele în preajma cărora mi-a fost dat să stau în viață, începând cu familia, continuând cu profesorii, colegii de serviciu, cu colectivele pe care le-am condus și nu în ultimul rând cu studenții pe care i-am coordonat în procesul didactic, la cercurile științifice, la lucrările de diplomă și de disertație.

De aceea, consider că nu este niciodată prea târziu pentru a continua munca cu studenții pe un plan superior, acela de conducător de doctorat, cu atât mai mult cu cât am o experiență prealabilă în acest sens, în ultimii ani fiind consultant la mai multe teze de doctorat și coautor la lucrări științifice ale doctoranzilor, după cum se poate vedea din lista publicațiilor.

Deși sunt de relativ puțini ani în învățământ, anul acesta se împlinesc zece ani, consider că activitatea mea anterioară de peste două decenii în domeniul ingineriei electrice și experiența dobândită îmi vor permite să realizez acea justă îngemănare a cunoștințelor teoretice cu cele practice, în așa fel încât tinerii sau mai puțin tinerii doctoranzi să fie convinși de utilitatea demersului lor.

Prezenta teză este o pledoarie pentru compatibilitate electromagnetică, o disciplină care nu era formalizată la momentul în care eu am absolvit Facultatea de Electrotehnică a Institutului Politehnic din Cluj-Napoca.

Totuși elemente de compatibilitate electromagnetică am întâlnit pe tot parcursul activității mele în viața practică, încă de la intrarea mea în industrie, la primul echipament pe care l-am omologat, un terminal de teletransmisii de date, care având sursă în comutație a necesitat un filtru de rețea; nu era un filtru EMI în sensul cunoscut azi, dar a dat satisfacție pentru necesitățile momentului. Cu toate că ceasul (clock-ul central) avea un cuarț de doar 1 MHz, chip-urile și plăcile de circuit imprimat se decuplau prin condensatoare între traseele de alimentare și masă, conductoarele care traficaau semnale sensibile se ecranau, ș.a.m.d.

Plecând de la definiția compatibilității electromagnetice, care reprezintă capacitatea unui echipament sau sistem de:

- a funcționa satisfăcător în mediul său electromagnetic
- a nu introducă perturbații intolerabile pentru orice echipament sau sistem care funcționează în acel mediu electromagnetic. (conform standardului IEC/EN 60050-161 Vocabular electrotehnic internațional Capitolul 161: Compatibilitate electromagnetică).

Termenii “satisfăcător” și “intolerabil” precum și sintagma de „mediu electromagnetic”, utilizați în enunțul de mai sus, exprimă o oarecare ambiguitate și indică dependența de o situație dată, fiind totodată și o măsură a complexității domeniului destinat a fi acoperit, care nu poate fi expedit prin câteva valori limită.

Deși la prima vedere pare a fi o știință a compromisului, dincolo de aspectul calitativ al definiției, trebuie să admitem că noțiunea de compatibilitate electromagnetică, prin toate aspectele sale, se insinuează cu tot mai multă gravitate în conceptul mai general de calitate a vieții.

De aceea consider că tezele de doctorat în acest domeniu aduc și vor aduce în continuare un plus de cunoștințe teoretice și practice atât de necesare unui inginer.

1.2 Evoluție profesională și competențe

Am absolvit Facultatea de Electrotehnică din Institutul Politehnic din Cluj-Napoca, specializarea Electrotehnică, în anul 1979.

Am fost repartizat la Întreprinderea de Electronică Industrială și de Automatizări din Cluj-Napoca (I.E.I.A.), care la momentul respectiv era în stadiu de șantier în lucru, motiv pentru care am fost detașat a Întreprinderea de Elemente de Automatizare din București (I.E.A.), care era întreprinderea „soră”. La București am activat ca inginer stagiar în cadrul unui atelier de proiectare.

În anul 1980 am reușit să realizez ca șef al colectivului, omologarea unui terminal de teletransmisii de date, a cărui fabricație a fost preluată la I.E.I.A. Cluj-Napoca. Cu ajutorul

acestui prim produs din portofoliul întreprinderii, I.E.I.A. și-a deschis prima sa capacitate de producție. Am revenit la Cluj-Napoca, unde timp de un an am condus un colectiv care a produs acest terminal.

După doi ani, în 1981, am fost numit cu derogare de vechime șeful atelierului montaj automatizări, cel mai mare atelier al întreprinderii, în care aveam în subordine și colectivul de prototipuri. În acest colectiv s-au produs, mai multe zeci de prototipuri, în cei nouă ani în care l-am coordonat: PFS – Programator filtru saci, PGS – Programator generatoare navale sincrone, Cuplor Ex, SFT – supraveghetor de flacără tranzistorizat, ACT – automat de ardere cu tijă de ionizare, etc., precum și o gamă largă de echipamente de electronică medicală: bisturiu electronic ELBIS, echipamente de tratament cu curenți dia-dinamici DIADIN și interferențiali INTERDIN, electrocardioscop portabil, defibrilator monitor portabil, audiometru de triaj, etc.

Tot în această perioadă am coordonat transferul tehnologic de la I.E.A. București a mai multor produse: traductoare de poziție (TPT – cu ieșire pe tiristor, TPR – cu ieșire pe releu), traductoare de deplasare TDI 2-3 elemente din gama ϵ – line (FE 10, FE 100), regulatoarele electronice continue și discrete din gama ELC, etc.

În anul 1991 am părăsit I.E.I.A. și am pornit împreună cu alți doi colegi din întreprindere o firmă privată, inițial numită PBK Electronic și ulterior MELSAT, la care, cu mici intermitențe, am fost administrator până în anul 2006.

Aceste firme au fost calate pe activități de producție și servicii, fără activități de comerț. A fost o tentativă care s-a dovedit dificilă, dar din care am învățat foarte mult și am câștigat experiență în domenii diferite de cele abordate în întreprindere. Aici am produs o serie echipamente de radiofrecvență: receptoare de satelit TV și CATV, amplificatoare TV și CATV, distribuitoare CATV și splitere TV pentru firmele de televiziune prin cablu și furnizorii de instalații de satelit, convertoare TV FIF-UIF, module TV bistandard, precum și diferite sisteme de interfonie. De asemenea am condus și coordonat o activitate de servicii în domeniul proiectării și execuției de instalații electrice interioare, pentru clădiri rezidențiale, comerciale și industriale.

În anul 1992 am absolvit Facultatea de Științe Economice din cadrul Universității Babeș-Bolyai din Cluj-Napoca, secția de Economia Industriei Transporturilor și Comerțului. Competențele specifice pe care le-am dobândit pe parcursul anilor de studiu care s-a dovedit deosebit de utilă în conducerea societăților comerciale pe care le-am condus, precum și în activitatea pe care o desfășor la momentul de față.

În oct 2003 m-am înscris la studiile de doctorat în domeniul Inginerie Electrică, susținând teza (cum laudae) în octombrie 2007 cu o lucrare din domeniul compatibilității electromagnetice (Contribuții privind interferențele electromagnetice conduse pe liniile de joasă tensiune).

În anul 2005 am început colaborarea în regim de plata cu ora la Facultatea de Construcții și Instalații, la secția de Instalații pentru Construcții, la disciplinele de Mașini electrice, Electrotehnică I (Teoria câmpului electromagnetic) și Electrotehnică II (Teoria circuitelor electrice).

În anul 2006 am fost angajat prin concurs, șef de lucrări, la Facultatea de Construcții și Instalații, catedra de Bazele Instalațiilor, iar în anul 2008 am dat concurs devenind conferențiar universitar.

De la intrarea în învățământ, activitatea mea s-a axat strict pe discipline de profil electric:

- la specializarea de licență: Mașini electrice, Electrotehnică I (Teoria câmpului electromagnetic) și Electrotehnică II (Teoria circuitelor electrice), Instalații electrice industriale.
- la specializarea de master: Elemente de inginerie electrică, Instalații electrice și de automatizare pentru clădiri multizonale și cu destinații speciale, Calitatea energiei electrice și compatibilitate electromagnetică.

În perioada dintre 2008-2015 am condus peste cincizeci de lucrări de licență și disertație și am fost mentor al unor colegi debutanți în cadrul programului POSDRU Didatech, derulat în universitate.

M-am implicat activ în realizarea unui nou laborator modern de electrotehnică și mașini electrice.

Între anii 2009-2012 am fost responsabil de specializare la programul de masterat „Ingineria Instalațiilor”.

În toată această perioadă am avut o activitate științifică susținută concretizată prin producția științifică reliefată în lista de lucrări atașată (26 de lucrări ISI și ISI Proceedings, și 20 de lucrări BDI). De asemenea am fost membru în colective de cercetare la Facultatea de Inginerie Electrică și la Facultatea de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației.

Consider că întreaga activitate desfășurată până în prezent mi-a oferit posibilitatea dezvoltării competențelor teoretice și practice solide. Datorită acestora și datorită spiritului altruist și de echipă pe care cred că l-am demonstrat, am fost creditat de către colegi și de către conducerea universității cu o anumită vizibilitate și recunoaștere. Aceasta a făcut ca în perioada 2007-2011 să fiu ales locțiitorul șefului catedrei de Bazele Instalațiilor, în perioada 2011-2012, membru în Consiliul Facultății de Instalații, iar din anul 2012-2016 să fiu ales decan al Facultății de Instalații, poziție în care am fost reales în anul 2016.

Evident că aceste activități, precum și faptul că sunt și absolvent al Facultății de Studii Economice, m-au ajutat să îmi dezvolt competențe manageriale și de cultură organizațională suplimentare.

Sunt membru și vicepreședinte al Asociației Inginerilor de Instalații din România, membru afiliat REHVA (Federation of European Heating, Ventilation and Air Conditioning Associations). De asemenea sunt membru în colectivele științifice și de organizare a unor conferințe naționale și internaționale, precum și reviewer pentru publicații și conferințe ISI, ISI Proceedings și BDI.

În final îmi exprim speranța că toate acumulările de până în prezent, precum și activitatea de mentorat pe care am desfășurat-o, îmi vor permite să continui această activitate pe un plan superior în cadrul școlii doctorale.

1.3 Structura tezei

Teza este structurată pe trei capitole care continuă într-o oarecare măsură studiile doctorale, decurgând din compatibilitatea electromagnetică și dezvoltate de autor în ultimii ani:

1. Biocompatibilitatea electromagnetică, termen și concept nou, aflat la granița dintre compatibilitatea electromagnetică și știința mediului,

2. Analiza dihotomiei calitate a energiei electrice versus compatibilitate electromagnetică,
3. Metode anti-perturbative în compatibilitatea electromagnetică

Primele două direcții au fost introduse după știința mea pentru prima dată în lucrările pe care le-am publicat și care consider că merită dezvoltare. De asemenea, pentru reducerea efectelor interferențelor electromagnetice dezvoltarea de metode anti-perturbative eficiente este strict necesară.

2. Spre un nou concept: biocompatibilitate electromagnetică

Motivație

Într-o lume care abundă în câmpuri electromagnetice create artificial, așa numitele „man made”, introducerea unui nou concept pe care autorul îl numește „biocompatibilitate electromagnetică” devine obligatoriu.

În cele ce urmează se propune o definiție a conceptului de „biocompatibilitate electromagnetică” și se va încerca o scurtă analiză comparativă între ceea ce se numește compatibilitate electromagnetică și noul concept introdus. Ideea acestuia se bazează pe studiile epidemiologice și în același timp pe documente recente emise de organismele europene cu privire la câmpurile magnetice de extrem de joasă frecvență.

Autorul consideră că în această problemă, atitudinea cea mai bună care poate fi adoptată constă în așa numita politică de evitare prudentă. O serie de exemple din practica autorului care vor fi prezentate mai jos vor fi de natură să convingă de necesitatea dezvoltării și mai bune structurări a acestui concept.

2.1 Introducere

O amenințare majoră asupra sănătății este reprezentată de așa numitul „electrosmog” determinat de activitățile omului și care reprezintă o formă de poluare în continuă creștere, omniprezentă, generată de tehnologiile care utilizează radiații non - ionizante. Această poluare electromagnetică a mediului, deosebit de insidioasă, scapă de cele mai multe ori detecției simțurilor umane, făcând ca omul să nu se poată feri de efectele sale nocive.

Omenirea s-a dezvoltat într-un mediu natural în care a existat dintotdeauna un câmp electric natural (cuprins între 100 V/m și 500 V/m în condiții de vreme bună și între 3 kV/m și 20 kV/m pe timp de furtună) și un câmp magnetic natural (cuprins între 35 μ T și 40 μ T). În afara geo - câmpurilor (generate de pământ, soare și restul cosmosului) și a bio - câmpurilor (generate de organismele vii), lumea modernă a venit cu alte noi câmpuri electrice și magnetice generate artificial și cu o gamă largă de unde electromagnetice.

Ceea ce distinge câmpurile electromagnetice naturale de cele produse de tehnologie este gradul mai ridicat de coerență al celor din urmă, frecvențele bine definite ale acestora putând influența negativ organismele vii, care în astfel de situații, răspund similar unui circuit acordat din tehnica radio, dacă frecvența câmpului extern este acordată sau are o frecvență apropiată cu o activitate electrică endogenă oscilatorie.

Anumite activități endogene ale corpului uman pot în anumite situații să determine rezonanțe sau interferențe, determinate de anumite caracteristici ale câmpurilor exterioare, altele decât intensitatea acestora.

Deoarece câmpurile electromagnetice sunt indispensabile din punct de vedere tehnologic, este evident că societatea va avea rețineri în a renunța la acestea.

Din păcate, organisme internaționale, cum este ICNIRP – Comisia internațională pentru protecție împotriva radiațiile non ionizante - International Commission for Non-Ionizing Radiation Protection – care ar trebui să reacționeze și să le țină sub control, nu le acordă după opinia autorului atenția necesară, nici prin recomandările din 1998 și nici prin cele din 2010 (ICNIRP Guidelines, 1998, 2010).

2.2 Analiză critică asupra valorilor de referință ICNIRP pentru câmpurile electromagnetice de extrem de joasă frecvență

Recomandările ICNIRP definesc două tipuri de valori limită: restricții de bază și nivele de referință. În funcție de frecvență, mărimile fizice utilizate pentru a specifica restricțiile de bază la expunerea la câmpuri electromagnetice sunt: densitatea de curent, rata specifică de absorbție SAR (Specific Absorption Rate) și densitatea de putere. Protecția la efectele adverse privitoare la sănătate impune ca nivelele acestor restricții de bază să nu fie depășite.

Deoarece aceste mărimi sunt dificil de măsurat în corpul uman, rezultă că asigurarea conformității cu nivelele restricțiilor de bază este mai greu de verificat, motiv pentru care s-au introdus așa numitele nivele de referință. Acestea sunt definite ca nivele de mărimi electromagnetice de spațiu liber, considerate în absența corpului uman: intensitatea câmpului electric și magnetic, densitatea fluxului magnetic și densitatea de putere a undei plane echivalente.

Nivelele de referință la expunere sunt furnizate ca și comparație cu mărimile fizice măsurate; se consideră că realizarea conformității cu toate nivelele de referință date în recomandări va asigura în consecință și conformitatea cu restricțiile de bază.

Dacă valorile măsurate excedează nivelele de referință, aceasta nu înseamnă în mod necesar că și restricțiile de bază au fost depășite, dar se impune o analiză mai detaliată pentru a evalua conformitatea cu restricțiile de bază.

Densitatea de putere, adică puterea pe unitatea de arie, este reprezentată de vectorul lui Poynting, sau vectorul de propagare \vec{S} , coliniar cu direcția de propagare, este legat de câmpul electric și magnetic prin expresia:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad 2.1$$

iar puterea corespunzătoare devine:

$$P_{\Sigma} = \int_{V_{\Sigma}} \text{div}(\vec{E} \times \vec{H}) dV = \int_{\Sigma} (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{s} = \int_{\Sigma} \vec{S} \cdot d\vec{s} \quad 2.2$$

Pentru o undă electromagnetică plană:

$$S = EH = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E^2 = \frac{\epsilon E^2}{\sqrt{\epsilon\mu}} = v \cdot w' \quad 2.3$$

în care

w' - reprezintă densitatea de energie a undei

v - reprezintă viteza de fază a undei, respectiv viteza cu care faza undei se propagă în spațiu; este viteza cu care se propagă și faza oricărei componente de frecvență.

Raportul dintre intensitatea câmpului electric E și a celui magnetic H în spațiu liber, numită impedanța vidului, este întotdeauna $120\pi \approx 377\Omega$.

Recomandările ICNIRP arată faptul că în regiunea de câmp apropiat situația este chiar mai complicată datorită faptului că valorile maxime ale câmpurilor electric E și magnetic H nu apar în aceleași puncte de-a lungul direcției de propagare, cum se întâmplă în câmp îndepărtat, ceea ce în opinia autorului este o eroare deoarece în câmp apropiat nu se poate vorbi despre o propagare în sensul propriu al cuvântului.

Pentru ca un câmp să poată transmite energie în spațiu, acesta trebuie să fie în mod necesar electromagnetic, deci componentele sale electrică \vec{E} și magnetică \vec{H} să nu fie independente, fiind insuficientă condiția ca cele două câmpuri să coexiste pur și simplu în aceeași regiune a spațiului.

Un termen uzual pentru câmpul de înmagazinare este acela de *câmp apropiat (near field)*. Acest termen este potrivit deoarece câmpurile de înmagazinare sunt întotdeauna concentrate în apropierea sursei.

În contrast cu acestea, câmpurile radiante se „împrăștie” pe suprafețe sferice, iar energia totală este aceeași pe orice sferă de rază depășind o anumită valoare.

Din acest motiv câmpurile radiante sunt adesea numite *câmpuri îndepărtate (far fields)*. Din păcate termenul de câmp îndepărtat este utilizat uneori și pentru a desemna o porțiune foarte îndepărtată a unui câmp radiat, acolo unde radiația poate fi aproximată cu o undă plană (de exemplu razele de lumină ale soarelui pe pământ pot fi considerate paralele - unde plane - datorită distanței mari în raport cu soarele).

O altă deosebire majoră între câmpurile stocate și cele radiate constă în modul în care reacționează sursa atunci când un obiect absoarbe sau deplasează o parte a energiei conținute în câmp.

Se știe că propagarea este afectată de absorbții, reflexii sau difracții, dar esențial este că acordând un aparat TV pe frecvența de modulație a semnalului (adică introducând un consumator), acesta nu creează nici un efect asupra sursei care l-a emis.

Pe de altă parte însă, deplasând sau extrăgând energie dintr-un câmp apropiat, vom cauza în mod necesar o reacție în sursa care l-a produs.

Un exemplu banal este acela al unui transformator funcționând în gol, în secundarul căruia conectăm o sarcină. Sursa de alimentare va reacționa imediat la conectarea sarcinii prin creșterea energiei cedate primarului, reacție proporțională cu mărimea sarcinii.

Din acest motiv câmpurile de stocare sunt numite adesea și câmpuri reactive.

Între frecvențele de 1 Hz și 10 MHz, restricțiile de bază recomandate de ICNIRP sunt date astfel:

- pentru densitatea de curent limita este situată la valoarea de 2 A/mm^2 ,
- pentru densitatea fluxului magnetic la frecvența de 50 Hz limita este situată la valoarea de $100 \mu\text{T}$
- pentru intensitatea câmpului electric la frecvența de 50 Hz, limita este situată la valoarea de 10 kV/m

Obs. Limitele de mai sus sunt date pentru expunerea publicului obișnuit la aceste câmpuri, în timp ce pentru cei care lucrează în astfel de medii limitele pot fi crescute de cinci ori pentru densitatea fluxului magnetic și respectiv de două ori pentru intensitatea câmpului electric.

Explicația faptului că un câmp reactiv al unei surse de curent alternativ, numit și câmp apropiat se concentrează lângă sursă, iar câmpul radiant numit și câmp îndepărtat își extinde efectele departe de sursă este relativ simplă.

Densitatea de putere a unui câmp electromagnetic la distanța r de sursă poate fi reprezentată printr-o serie Mac Laurin de forma:

$$p_d = \frac{K_1}{r^2} + \frac{K_2}{r^3} + \frac{K_3}{r^4} + \dots \quad 2.4$$

Dacă se imaginează o sferă de rază r centrată pe sursă, puterea totală care trece prin suprafața sferei poate fi calculată prin multiplicarea densității de putere cu aria suprafeței sferei:

$$P = (4\pi \cdot r^2) \cdot p_d = 4\pi \left(K_1 + \frac{K_2}{r} + \frac{K_3}{r^2} + \dots \right) \quad 2.5$$

Examinând această formulă, se poate observa că primul termen este constant. Contribuția acestui termen la valoarea puterii (energiei) este constantă, indiferent de mărimea sferei alese.

Primul termen este datorat în exclusivitate câmpului radiat de către sursă. Pe măsură ce raza sferei crește ceilalți termeni devin neglijabili, ceea ce explică rațiunea pentru care câmpul radiant mai este numit și câmp îndepărtat.

Invers la distanțe foarte mici (valori mici ale lui r), termenii variabili devin mai importanți, termenul de radiație constantă fiind neglijabil. Suma termenilor variabili cu distanța reprezintă puterea (energia) stocată în câmpul reactiv și deoarece aceștia sunt dominanți la distanțe mici reprezintă termeni de câmp apropiat.

Pentru o antenă dipol spre exemplu, granița dintre câmpul apropiat și cel îndepărtat este în general considerată la $\lambda/2$, în care λ reprezintă lungimea de undă, iar câmpul reactiv devine tipic neglijabil la distanțe cuprinse între 3λ și 10λ .

Câmpurile apropiate și cele îndepărtate prezintă și alte caracteristici. Geometria liniilor câmpului apropiat este strâns legată de structura sursei prezentând de regulă forme complicate, în timp ce geometria câmpurilor îndepărtate devine independentă de sursă, luând forma unor unde sferice, care la distanțe suficient de mari devin practic unde plane.

Impedanța mediului (raportul dintre intensitățile câmpului electric și magnetic), care este în general o funcție de circuitul sursă, în câmp îndepărtat (unde poartă și numele de impedanța de undă) este dependentă numai de mediu (377Ω în aer), după cum s-a arătat mai sus.

În opinia autorului, raportul de 10^8 între intensitatea câmpului electric și densitatea fluxului magnetic are o explicație pur energetică simplă, care nu ia în considerare nici un mecanism de cuplaj în câmp apropiat.

Dacă X_e și X_m reprezintă forțele generalizate, iar W_e și W_m energia câmpului electric și magnetic, iar x coordonata generalizată:

$$X_e = \frac{dW_e}{dx}; X_m = \frac{dW_m}{dx} \quad 2.6$$

ambele forțe vor avea același efect dacă:

$$dW_e = dW_m \quad 2.7$$

de unde rezultă că:

$$\frac{B^2}{2\mu_0} = \frac{\varepsilon_0 E^2}{2} \quad 2.8$$

respectiv:

$$\frac{E}{B} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = c \approx 3 \cdot 10^8 \quad 2.9$$

Noile evoluții însă impun cu necesitate ideea extinderii compatibilității electromagnetice la ființele vii.

Este cunoscută definiția compatibilității electromagnetice, CEM, respectiv abilitatea unui echipament sau sistem de:

- a funcționa satisfăcător în mediul său electromagnetic
- a nu introducă perturbații intolerabile pentru orice echipament sau sistem care funcționează în acel mediu (standardul IEC/EN 60050-161 Vocabular electrotehnic internațional Capitolul 161: Compatibilitate electromagnetică).

Cu ale cuvinte, un sistem este compatibil electromagnetic cu mediul dacă satisface trei criterii: nu determină interferențe cu alte sisteme, nu este susceptibil la emisii din partea altor sisteme și nu determină interferențe în interiorul său.

În cazul particular al instalațiilor de joasă tensiune, prin sistemele de distribuție a energiei electrice circulă tot mai mulți curenți armonici datorati echipamentelor aparținând electronicii de putere, rețelelor de comunicații digitale care se extind cu repeziciune și cu o viteză tot mai ridicată.

Toate acestea impun o îmbunătățire a coabitării între curenții de forță și curenții slabi, ceea ce înseamnă o rutare corectă a acestora, precum și o tratare corespunzătoare a părților active, a prizelor de pământ, a ecranelor utilizate în instalații.

În instalațiile electrice din clădiri se întâlnesc cu precădere curenți de frecvență industrială (în Europa 50 Hz), care determină câmpuri magnetice aparținând unei categorii înguste a spectrului, numite câmpuri de extrem de joasă frecvență ELF (Extremely Low Frequency) cuprinse în gama de la 3 Hz la 300 Hz. Din punct de vedere energetic aceste frecvențe aparțin porțiunii inferioare extreme a spectrului, fiind foarte îndepărtate de gama undelor radio. La 50 Hz nu s-au pus în evidență nici efecte termice și nici radiații ionizante.

Până de curând, frecvențe aflate sub gama microundelor erau considerate „sigure” din punct de vedere biologic. Cu toate acestea, ele au devenit niște „musafiri nedoriti” ai mediului electromagnetic modern, lucru reiterat de Comisia Europeană, în studiul numit „Efecte asupra sănătății determinate de expunerea la câmpuri electromagnetice” (Health Effects of Exposure to EMF), adoptat de Comitetul științific de studiu al riscurilor asupra sănătății nou identificate (Scientific Committee on Emerging and Newly Identified Health Risks - SCENIHR) la ce e a 28-a plenară din ianuarie 2009, care a stabilit faptul că orice câmp magnetic de extrem de joasă frecvență –ELF MF- (extremely low frequency magnetic fields) are efect posibil carcinogen, putând contribui la recrudescența leucemiei infantile și la boala Alzheimer. Acest document diferă radical de Directiva 40 a Comisiei Europene din 2004, privitoare la cerințele minimale privind riscurile lucrătorilor rezultate din expunerea la diferenții agenți fizici de mediu, inclusiv la câmpurile electromagnetice, dar nu menționa nici o asociere între câmpurile electromagnetice și aceste afecțiuni.

În lumina acestor elemente, consider că introducerea conceptului de biocompatibilitate electromagnetică BCEM este mai mult decât binevenită.

2.3 Biocompatibilitate versus compatibilitate electromagnetică

Compatibilitatea electromagnetică este adesea numită „știința coexistenței sistemelor electrice și electronice”, ea analizând interacțiuni în care fiecare sistem poate fi atât agresor cât și victimă. Pe de altă parte în biocompatibilitate electromagnetică este vorba despre interacțiune între sistemele tehnice ca agresori și ființele vii, ca victime (vorbind despre victime, oamenii, ca și creatori ai câmpurilor electromagnetice artificiale, nu sunt totalmente inocenți).

În opinia autorului, biocompatibilitatea electromagnetică, derivată din conceptul mai larg al compatibilității electromagnetice se definește ca fiind abilitatea unui dispozitiv, echipament sau sistem care permite dezvoltarea sigură și sănătoasă a vieții în general și ființelor umane în particular.

Nu se poate trasa o linie de separație între cele două concepte, dar din încercarea de definiție de mai sus se poate concluziona că principalele aspecte pe care trebuie să le abordeze biocompatibilitatea electromagnetică sunt pe de o parte studiul imunității ființelor vii (studiu care necesită tehnici de măsură neinvazive), iar pe de altă parte realizarea de limite sigure ale emisiilor din mediu pentru organismele vii.

Imunitatea pare a fi partea pasivă, subiecții neputând fi transformați în cobai asupra cărora să se poată face măsurători, de aceea trebuie să se dea credit studiilor epidemiologice și de laborator asupra organismelor vii, în timp ce nu există nici un dubiu asupra faptului că emisiile reprezintă partea activă a conceptului, astfel că specialiștii trebuie să încerce să le mențină constant în limitele corespunzătoare.

Alte distincții între cele două concepte de CEM și BCEM le reprezintă domeniile de frecvențe, nivelele și mecanismele interferențelor electromagnetice.

În literatura de specialitate și reglementările legate de CEM, mecanismele interferențelor electromagnetice se împart în două categorii, conduse și radiate. Pentru ușurința măsurătorilor și analizei, se prezumă că emisiile radiate predomină peste frecvența de 30 MHz, în timp ce între 100 kHz până la 30 MHz, predomină emisiile conduse.

Reglementarea CISPR 16-1-1 împarte domeniul de măsură dintre 9 kHz și 1 GHz în patru benzi de frecvență:

- A între 9 Hz și 150 kHz
- B între 150 kHz și 30 MHz
- C între 30 MHz și 300 MHz
- D 300 MHz și 1 GHz

(pentru anumite echipamente având surse interne de frecvențe ridicare, sunt necesare teste peste frecvența de 1 GHz).

De asemenea se testează imunitatea la câmp magnetic sinusoidal de 50 Hz, respectiv 60 Hz, în trei orientări ortogonale.

În BCEM emisiile conduse sunt de importanță oarecum secundară, principalul aspect fiind curenții de contact sau curenții de scurgere, după cum se va vedea ulterior.

Totuși, trebuie amintiți curenții de mod comun care au o capacitate mai ridicată de a crea câmpuri magnetice importante.

O altă distincție se referă la faptul că în BCEM trebuie să se facă referire la un domeniu de măsură diferit, care trebuie să înceapă cu câmpurile de extrem de joasă frecvență și chiar cu câmpurile statice, despre care se consideră că sunt responsabile de fenomene de bântuire în zilele cu activitate geomagnetică puternică.

Din păcate și în literatura și reglementările CEM atât câmpurile apropiate cât și cele depărtate sunt considerate ca fiind emisii radiate.

Evident, după cum s-a arătat mai sus trebuie făcută o distincție netă între câmpul de cuplaj apropiat, care reprezintă o interferență indusă în timp ce câmpul îndepărtat reprezintă o interferență radiată. Energia câmpului apropiat este una înmagazinată și nu una radiată.

Circuitele cu impedențe ridicate fiind foarte susceptibile la câmpurile electrice apropiate, în timp ce circuitele de impedanță scăzută sunt foarte susceptibile la interferențe generate de câmpurile magnetice apropiate. Aceasta nu este o distincție de ordin academic ci una deosebit de importantă în BCEM.

De asemenea există o serie de alte diferențe între modul în care apar interferențele induse și cele radiate.

Se poate de asemenea reaminti modul în care se comportă ecranele electromagnetice în diferitele tipuri de câmpuri. În câmp apropiat, câmpurile electrice sunt reflectate eficient de un ecran metalic subțire, în timp ce câmpurile magnetice pătrund în ecranele metalice, acestea fiind necesar să aibă câteva adâncimi de pătrundere pentru a fi eficiente. Ecranele pentru câmpuri depărtate diferă în raport cu ambele categorii de câmp apropiat.

În BCEM se întâlnesc de asemenea două mecanisme de cuplaj indirect: curenți de contact care rezultă când corpul uman intră în contact cu un obiect aflat la un potențial electric diferit și cuplajul câmpului electromagnetic la dispozitive medicale purtate de pacienți sau implantate în aceștia.

2.4 Câmpurile magnetice de extrem de joasă frecvență și influența acestora asupra sănătății

Efectele biologice ale câmpurilor electrice și magnetice au devenit în ultimii ani un subiect mult analizat în ultimii zeci de ani. Au trecut mai bine de treizeci de ani de când Nancy Wertheimer și Ed Leeper (1979) au publicat primul studiu sugerând o asociere între expunerea la câmpurile magnetice de extrem de joasă frecvență, ELF MF, din mediul rezidențial și cancerul în rândul copiilor.

De-a lungul anilor studiile epidemiologice legate de recrudescența cancerului s-au axat asupra a două categorii de populație: copiii aflați în mediul rezidențial și adulții în mediul de activitate al acestora. Principalele tipuri de cancer asociate expunerii la câmpuri electromagnetice sunt în rândul copiilor: leucemia, tumorile sistemului nervos și într-o mai mică măsură limfomul, în timp ce în rândul adulților frecvența cea mai mare o are leucemia și tumorile sistemului nervos, iar în rândul femeilor, cancerul mamar.

În anumite studii epidemiologice, sunt menționate valori de $0,2 \mu\text{T}$ ale densității fluxului magnetic, care se corelează cu creșterea semnificativă a incidenței cancerului în rândul populației care trăiește în vecinătatea liniilor electrice.

În conformitate cu aceste considerații, o valoare de 0,2 μT pentru densitatea fluxului magnetic, ar fi răspunde celor mai multe studii epidemiologice, fiind în același timp conformă cu politica de evitare prudentă a unor riscuri virtuale.

Nu este mai puțin adevărat că o relație cauză-efect între expunerea la câmpurile magnetice de extrem de joasă frecvență și cazurile de cancer nu a putut fi stabilită cu exactitate, motiv pentru care nici organismele abilitate nu s-au grăbit să furnizeze standarde de siguranță în termenii efectelor biologice ale câmpurilor magnetice de foarte joasă frecvență. Reglementările Comitetului internațional privind protecția la radiații neionizante – ICNIRP – consideră cel puțin „stranie” valoarea de 0,2/0,3 μT , menționată în studiile epidemiologice ca fiind carcinogenă.

Totuși o limită de 0,2/0,3 μT nu poate fi considerată de loc stranie datorită impedanței relativ scăzute a corpului uman (considerat ca având în general o conductivitate omogenă de 0,25 S/m), care în conformitate cu cele prezentate anterior în legătură cu energia indusă, face organismele omenești mult mai susceptibile la interferențe din partea câmpurilor magnetice apropiate decât din partea câmpurilor electrice apropiate.

ICNIRP menționează o referință limită de 120 μT pentru câmpul magnetic de 50 Hz pentru expunerea publică în general, ceea ce depășește de câteva sute de ori valorile de referință menționate în toate studiile epidemiologice și respectiv o limită de 5 kV/m pentru câmpul electric.

Legat de cele prezentate mai sus, se ridică o problemă, și anume: este mai bine să se aștepte rezultatele unor studii medicale certe care ar putea să se extindă pentru câteva decenii și să se acționeze post factum, sau să se adopte o politică de „evitare prudentă” care să încerce să găsească și să aplice toate soluțiile posibile pentru reducerea câmpurilor electromagnetice și a influenței acestora?

Răspunsul este mai mult decât evident, deoarece prevenția va prevala întotdeauna în fața tratamentului.

2.5 Măsurători și comentarii

Pentru a avea un portret al diferitelor posibilități de expunere virtual periculoasă la câmpuri magnetice de foarte joasă frecvență, se prezintă o serie de măsurători realizate în trei medii diferite, considerate în general ca fiind „benigne”.

Măsurătorile de câmp magnetic de extrem de joasă frecvență au fost realizate asupra valorilor RMS de-a lungul a trei axe orto-normalizate de referință (x, y, z) cu ajutorul unui aparat de măsură a câmpului de joasă frecvență (Fig. 2.1).

Considerând k frecvența unei componente armonice, valorile RMS pe fiecare axă de referință a unui semnalul având N componente de frecvență sunt respectiv:

$$B_{eff}(x) = \sqrt{\sum_{k=1}^N B_k^2(x)} \quad 2.10$$

și similar pe axele y și z , iar valoarea RMS rezultantă devine:

$$B_{eff}(x, y, z) = \sqrt{B_{eff}^2(x) + B_{eff}^2(y) + B_{eff}^2(z)} \quad 2.11$$

Câmpurile magnetice sunt măsurate cu ajutorul unei sonde magnetice izotrope aflată în interiorul aparatului.

În general în acest tip de dispozitive de măsură, cele trei componente ale câmpului magnetic dintr-un sistem ortogonal de axe sunt sesizate de către trei bobine prin inducție electromagnetică. Tensiunile induse în cele trei bobine sunt amplificate și digitizate prin intermediul unui convertor analog-numeric înainte de a fi procesate și afișate.



Fig. 2.1 Spectrometru de joasă frecvență CA 42

A. Măsurători ale câmpului magnetic de extrem de joasă frecvență într-un mediu rezidențial

În aparență, poziționarea echipamentelor electrice dintr-o clădire depind în mare măsură de preferințele proprietarilor. Totuși poziționarea echipamentelor de ventilare și condiționare a aerului precum și cele de încălzire este un punct important pentru evitarea expunerii la câmpuri electromagnetice, datorită faptului că aceste câmpuri apropiate pot să se extindă peste o anumită distanță, putând chiar să treacă dincolo de ecranele metalice cu care sunt prevăzute echipamentele în situația în care, după cum s-a arătat anterior, acestea nu sunt corect dimensionate.

Pentru sursele de câmp magnetic de joasă frecvență, pierderile prin absorbție tind să reprezinte mecanismul de ecranare predominant. Totuși, atât reflexia cât și pierderea prin absorbție sunt relativ scăzute pentru sursele de câmp magnetic apropiat de joasă frecvență.

În literatura CEM există dezvoltate și alte modele de straturi subțiri de ecranare, dar în mod uzual se consideră dimensiuni infinite în direcția perpendiculară, ceea ce permite studiul analitic simplificat.

Astfel, se consideră ca mediu de propagare o carcasă metalică de mari dimensiuni, considerată un mediu semi infinit. Deoarece în această situație orice derivate parțiale în raport cu axele y sau z sunt nule, $\frac{\partial}{\partial y} = 0$ and $\frac{\partial}{\partial z} = 0$, setul de ecuații ale lui Maxwell se simplifică foarte mult. Astfel, legea inducției electromagnetice care guvernează curenții turbionari devine:

$$\frac{1}{\sigma} \frac{\partial \underline{J}}{\partial x} = j\omega \underline{B} \quad 2.12$$

În același timp, acești curenți generează la rândul lor un câmp magnetic, descris prin legea circuitului magnetic:

$$\frac{\partial \underline{H}}{\partial x} = \underline{J} \quad 2.13$$

Cele două relații împreună cu relația constitutivă

$$\underline{B} = \mu \underline{H} \quad 2.14$$

conduc la o ecuație diferențială de ordinul al doilea:

$$\frac{\partial^2 \underline{B}}{\partial x^2} - j\omega\mu\sigma \underline{B} = 0 \quad 2.15$$

cu soluția generală:

$$\underline{B} = C_1 \exp(\sqrt{j\omega\mu\sigma x}) + C_2 \exp(-\sqrt{j\omega\mu\sigma x}) \quad 2.16$$

Aplicând condițiile de frontieră și definind câmpul la suprafața interfeței ca

$$\underline{B}(x \rightarrow \infty) = 0 \quad 2.17$$

respectiv

$$\underline{B}(x = 0) = B_0 \quad 2.18$$

și introducând adâncimea de pătrundere:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad 2.19$$

rezultă

$$\underline{B} = B_0 \exp\left[-(1+j)\frac{x}{\delta}\right] \quad 2.20$$

Deci câmpul magnetic prezintă atât amortizare cât și deplasare de fază odată cu distanța.

Un comportament similar se obține și pentru densitatea de curent \underline{J} . Utilizând relațiile 2.13 și 2.14 rezultă:

$$\frac{\partial \underline{H}}{\partial x} = \underline{J} \rightarrow \frac{\partial \underline{B}}{\mu \partial x} = \underline{J} \rightarrow \quad 2.21$$

$$\underline{J} = \frac{1}{\mu} \frac{\partial \underline{B}}{\partial x} = -B_0 \frac{(1+j)}{\mu\delta} \exp\left[-(1+j)\frac{x}{\delta}\right]$$

și definind densitatea de curent la suprafața ecranului:

$$\underline{J}_0 = -B_0 \frac{(1+j)}{\mu\delta} \quad 2.22$$

rezultă:

$$\underline{J} = \underline{J}_0 \cdot e^{-(1+j)\frac{x}{\delta}} \quad 2.23$$

S-a măsurat câmpul magnetic de dispersie generat de către o centrală termică murală de apartament de putere termică de 24 kW, având ca ecran carcasa metalică de 1,5 mm grosime, o adâncime de pătrundere $\delta = 1,8$ mm și o permeabilitate magnetică relativă $\mu_r = 200$, plasată în imediata vecinătate a mesei de bucătărie.

Pe timpul procesului de încălzire a apei dintr-un boiler de 60 l, valorile câmpului magnetic de foarte joasă frecvență au ajuns la 19 μT . Variația valorii RMS a densității fluxului magnetic în funcție de distanță (în metri) este prezentată în Fig. 2.2, în care valorile calculate sunt reprezentate pe curba inferioară, iar cele măsurate pe curba superioară.

Evident, în situația dată amplasarea centralei termice murale este incorectă, deoarece din punctul de vedere a politicii prudențiale, orice activitate sedentară ar trebui să se desfășoare la cel puțin 1,4 m de aceasta. Există țări europene care aplică politica de evitare prudențială (Elveția, Norvegia) în care amplasarea centralelor termice nu este admisă în apartamente.

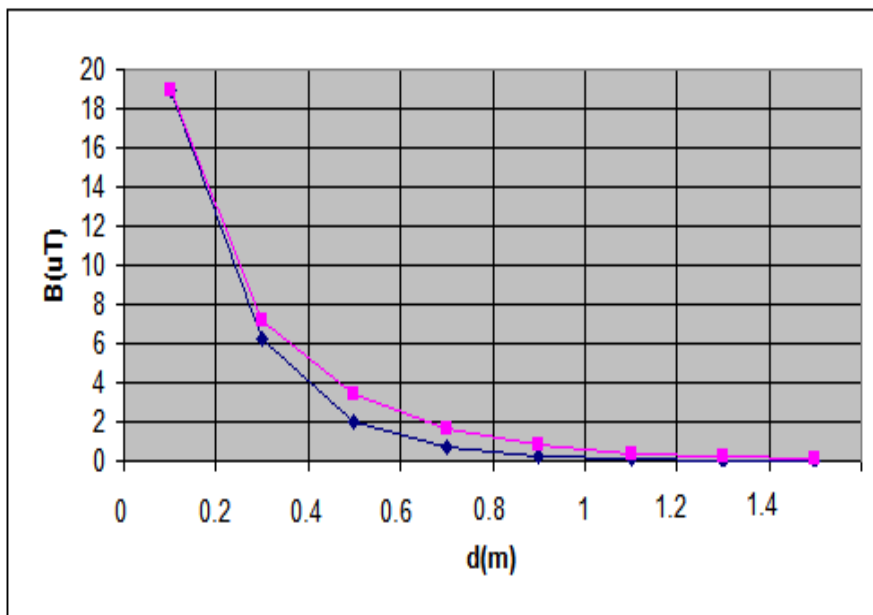


Fig. 2.2 Densitatea fluxului magnetic în funcție de distanță

Deoarece pentru următoarele verificări s-a făcut un set de măsurători nu una singulară, este important ca fiecare dintre aceste seturi să fie interpretate statistic.

Mărimile statistice luate în considerare în analiză sunt:

- valoarea medie \bar{x} (media ponderată), care pentru un set de observații reprezintă suma acestora ponderată cu probabilitatea lor de apariție
- mediana \tilde{x} reprezintă numărul care separă jumătatea superioară de jumătatea inferioară a populației statistice. În cazul în care există un număr par de măsurători, mediana nu este unică, astfel că ea va fi reprezentată de media geometrică a celor două valori de mijloc. Mediana este mai puțin sensibilă decât valoarea medie la valorile extreme, ceea ce o face o mai potrivită pentru utilizare în cazul distribuțiilor asimetrice
- domeniul de măsură ($x_M - x_m$) reprezintă lungimea celui intervalului minim care conține toate datele măsurătorilor. Acesta este calculat prin scăderea observației celei mai mici din cea mai mare, furnizând o indicație a dispersiei statistice
- deviația standard reprezintă o măsură a variabilității sau dispersiei unei populații. O deviație standard de valoare scăzută indică faptul că datele tind să se grupeze aproape de valoare medie, în timp ce o deviație standard mare indică faptul că datele sunt distribuite de-a lungul întregului domeniu de valori. Deviația standard este utilizată în mod obișnuit

pentru a măsura încrederea în concluziile statistice. Deviația standard se calculează cu formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \quad 2.24$$

B. Măsurători ale câmpului magnetic de extrem de joasă frecvență într-un mediu industrial

În cele mai multe situații, posturile de transformare reprezintă o sursă de câmpuri electrice și magnetice intense, datorită valorilor ridicate ale curenților din înfășurările secundare.

Ca regulă generală, în mediul industrial posturile de transformare se instalează în interiorul clădirilor, în spații dedicate, regulă care permite amplasarea acestora cât mai aproape de „centrul de greutate” a sarcinilor electrice.

Postul de transformare analizat conține două transformatoare trifazate din medie în joasă tensiune (20/0,4 kV), fiecare având puterea aparentă de 800 kVA.

Valorile RMS ale curenților pe cele trei linii sunt: $I_1 = 550$ A; $I_2 = 700$ A; $I_3 = 550$ A.

Histograma înregistrărilor instantanee ale densității de flux magnetic, la intervale de zece secunde se prezintă în Tabelul I, respectiv Fig. 2.3.

Măsurătorile pun în evidență valori deosebit de ridicate ale densității fluxului magnetic, în jur de 120 μ T, având $\bar{x} = 112.82$ μ T, $\tilde{x} = 112.5$ μ T, $(x_M - x_m) = 12$ μ T, $\sigma = 1.72$ μ T, ușor asimetrică, după cum se observă din datele statistice.

Aceste valori nu sunt în principiu alarmante deoarece în interiorul postului de transformare nu se desfășoară activitate în mod continuu, exceptând activitatea de intervenție și respectiv cea periodică de mentenanță.

Tabelul I
Distribuția densității de flux magnetic la barele secundare ale postului de transformare

Range/ μ T	Number
102.000-105.000	0
105.000-108.000	1
108.000-111.000	5
111.000-114.000	17
117.000-120	5
≥ 120.000	0

Măsurătorile pun în evidență valori deosebit de ridicate ale densității fluxului magnetic, în jur de 120 μ T, dar aceste valori nu sunt în principiu alarmante deoarece în interiorul postului de transformare nu se desfășoară activitate continuă, exceptând activitatea de intervenție și respectiv cea periodică de mentenanță.

Pe de altă parte în Tabelul II și Fig. 2.4 se prezintă valorile densității de flux magnetic măsurate în încăperea alăturată, de cealaltă parte a zidului de beton de 30 cm grosime.

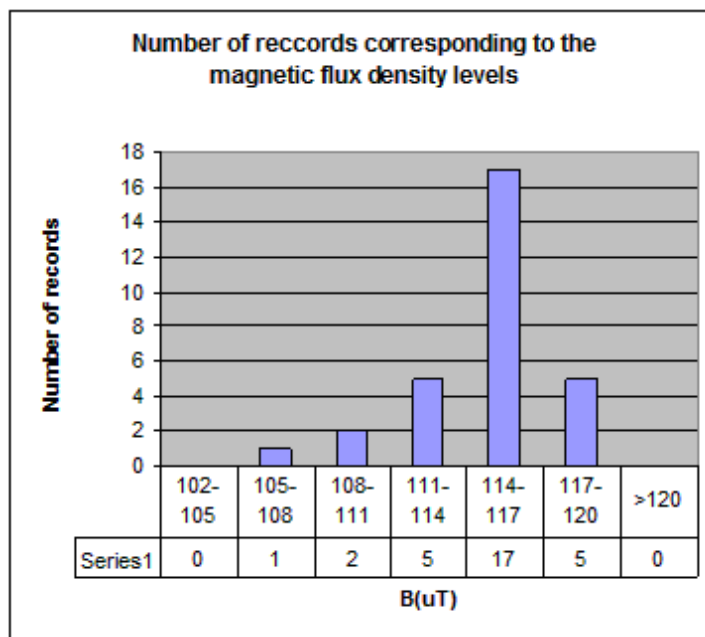


Fig. 2.3 Histograma densității de flux magnetic măsurată la barele postului de transformare

Tabelul II

Distribuția densității de flux magnetic în încăperea alăturată postului de transformare

Range/ μT	Number
14.000-14.400	0
14.400-14.800	3
14.800-15.200	16
15.200-15.600	15
15.600-16.000	6
16.000-16.400	2
≥ 16.000	0

Din păcate, în încăperea învecinată, era un spațiu în care se desfășura activitate susținută.

Problema care se punea este dacă se impunea sau nu o ecranare a spațiului postului de transformare.

Din punctul de vedere a studiilor epidemiologice, valorile densității de flux magnetic înregistrate în încăperea învecinată postului de transformare ($\bar{x} = 15.29 \mu\text{T}$, $\tilde{x} = 15.4 \mu\text{T}$) pot afecta pe termen lung sănătatea lucrătorilor. Este evident că în conformitate cu ideea de politică prudențială, se impunea o reducere a densității de flux magnetic.

Deși betonul și compușii din ciment nu sunt în general buni conducători de electricitate, totuși, eficacitatea acestora ca și ecrane pentru interferențele electromagnetice și absorbția undelor sunt foarte scăzute.

În practică există o metodă simplă și deosebit de uzuală pentru creșterea eficienței de ecranare prin doparea conductivă cu carbon sau metal, cu proprietăți absorbante pentru atenuarea radiațiilor electromagnetice, dar această metodă este valabilă numai în înaltă

frecvență. Pentru frecvențe joase, transmiterea câmpului este atenuată în principal prin grile metalice înglobate în structură.

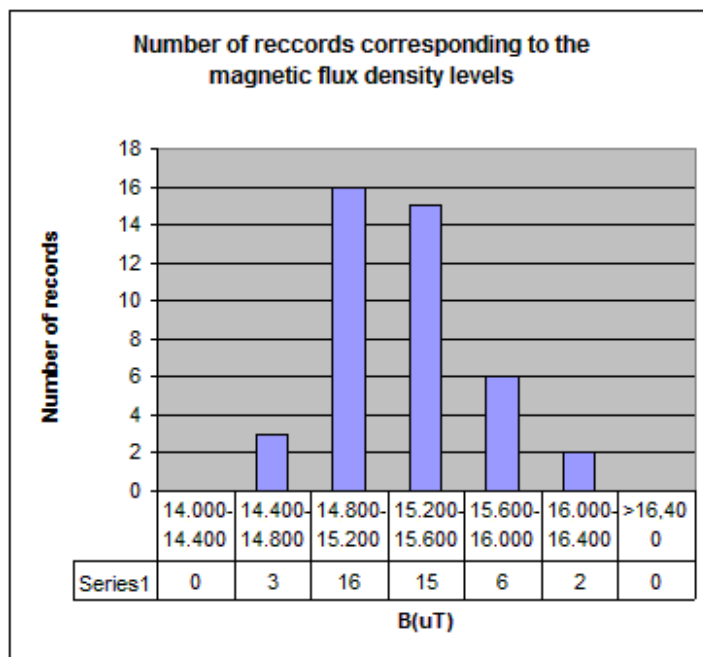


Fig. 2.4 Histograma densității de flux magnetic măsurată în încăperea alăturată postului de transformare

O altă soluție ar consta în a ecranarea direct sursa de câmp magnetic, dar în cazul studiat sursele câmpului magnetic sunt multiple, ecranarea separată a acestora nu reprezintă o metodă economic fezabilă. În aceste cazuri, soluția preferabilă constă în ecranarea încăperii.

În acest sens se pot utiliza două metode de reducere a câmpurilor magnetice de 50 Hz, o metodă pasivă și respectiv una activă.

Metoda activă de reducere a câmpului magnetic sesizează câmpul magnetic de 50 Hz, generând un câmp magnetic de reacție în opoziție de fază cu câmpul magnetic incident, prin înconjurarea încăperii de ecranat cu ajutorul unor bobine. În urma acestei operații câmpul magnetic incident va fi complet anulat. Această tehnologie este potrivită pentru reducerea câmpului magnetic provenit de la liniile de transport și distribuție aeriene, în acest caz fiind singura măsură practică la nivelul unei clădiri.

Metoda pasivă poate consta la rândul ei din două tipuri de ecranare a câmpurilor magnetice de 50 Hz: prin blocarea fluxului magnetic și prin ecranare bazată pe curenții turbionari.

Un ecran cu blocare a fluxului este construit din foi de material feromagnetic de mare permeabilitate (spre exemplu Mu-metal, un aliaj Ni-Fe a cărui permeabilitate magnetică relativă atinge 350.000-500.000, comparativ cu permeabilitatea de ordinul miilor a oțelului obișnuit), care fie înconjoară, fie numai separă aria de protejat. Liniile fluxului magnetic incidente pe ecranul de blocare vor prefera calea de reluctanță scăzută a ecranului și nu vor pătrunde în spațiul ecranat.

Ecranarea bazată pe mecanisme de pierderi depinde de pierderile prin curenți turbionari care apar în materiale de conductivitate ridicată (de exemplu cupru, aluminiu, oțel, etc.). În cazul în care un material conductiv este supus unui câmp magnetic variabil în timp cu

frecvența de 50 Hz, apar curenți turbionari induși, perpendiculari pe câmpul inductor. În conformitate cu legea inducției electromagnetice acești curenți turbionari se opun modificărilor câmpului magnetic inductor, astfel că câmpurile magnetice produse ca reacție de către curenții turbionari tind să anuleze câmpul magnetic inductor în proximitatea ecranului conductor, determinând efectul util de ecran.

Pentru a obține o ecranare eficientă, s-a recomandat o folie de MuFerro, potrivită pentru ecranarea magnetică în gama de frecvențe între 20 Hz și 100 kHz. În conformitate cu datele de catalog, la frecvența de 50 Hz, factorul de ecranare pentru o placă de 2 mm de Mu Ferro fiind conform datelor de catalog SE (dB) = 30.

În cazul studiat, pentru valoarea medie a densității fluxului magnetic incident $B_{med} = 14.52$ μ T, eficiența ecranării devine:

$$SE \text{ (dB)} \approx 20 \cdot \lg \left(\frac{B_{med}(x, y, z)}{B_{ecranat}(x, y, z)} \right) \rightarrow 30 = 20 \cdot \lg \left(\frac{14,52}{B_{ecranat}(x, y, z)} \right) \quad 1.25$$

iar valoarea densității de flux, după pierderea prin absorbție determinată de un singur strat de ecran va fi:

$$B_{ecranat}(x, y, z) \approx \frac{B_{med}(x, y, z)}{\lg^{-1} \left(\frac{SE \text{ (dB)}}{20} \right)} = 0.46 \mu\text{T} \quad 1.26$$

Valoarea obținută excede pragul politicii prudentiale, deci pentru a obține pragul dorit de 0,2 μ T, sunt necesare două straturi, ceea ce conduce la valoarea finală a densității câmpului magnetic de:

$$B_{final}(x, y, z) \approx \frac{B_{med}(x, y, z)}{\lg^{-1} \left(\frac{SE_1 \text{ (dB)} + SE_2 \text{ (dB)}}{20} \right)} = 0.015 \mu\text{T} \quad 1.27$$

Se poate observa că valoarea obținută a densității fluxului magnetic considerată cu două straturi de ecran este mult mai scăzută decât pragul setat de politica de evitare prudentă.

C. Măsurători ale câmpului magnetic de extrem de joasă frecvență într-o unitate de primiri urgențe

Pentru a stabili modul în care se prezintă o unitate spitalicească din punctul de vedere a radiațiilor non ionizante, s-au făcut o serie de măsurători ale câmpului magnetic într-o unitate de primire a urgențelor.

Unitățile de primire a urgențelor reprezintă exemple tipice de utilizare a dispozitivelor medicale, deoarece mare parte din activitatea din acestea, fie ea clinică sau de cercetare, se bazează pe instrumentație medicală care implică procesarea măsurătorilor, analiza și afișarea semnalelor electrice, precum și un spectru larg de echipamente de imagistică de tip ExG (în care x poate fi C, în cazul electrocardiogramelor, E în cazul encefalogramelor, sau M în cazul electromiogramelor). Aceste echipamente, având diferite grade de complexitate sunt echipate cu circuite sensibile la diferite perturbații.

Rezultatele măsurătorilor realizate în centrul încăperii prevăzută cu paturi cu monitoare pentru urmărirea activității inimii și a celei cerebrale sunt prezentate în Tabelul III și Fig. 2.5.

Tabelul III
Distribuția densității de flux magnetic
în centrul camerei de urgențe

Range/ μT	Number
0.550-0.600	0
0.600-0.650	2
0.650-0.700	16
0.700-0.750	10
0.750-0.800	42
0.800-0.850	4
≥ 0.850	0

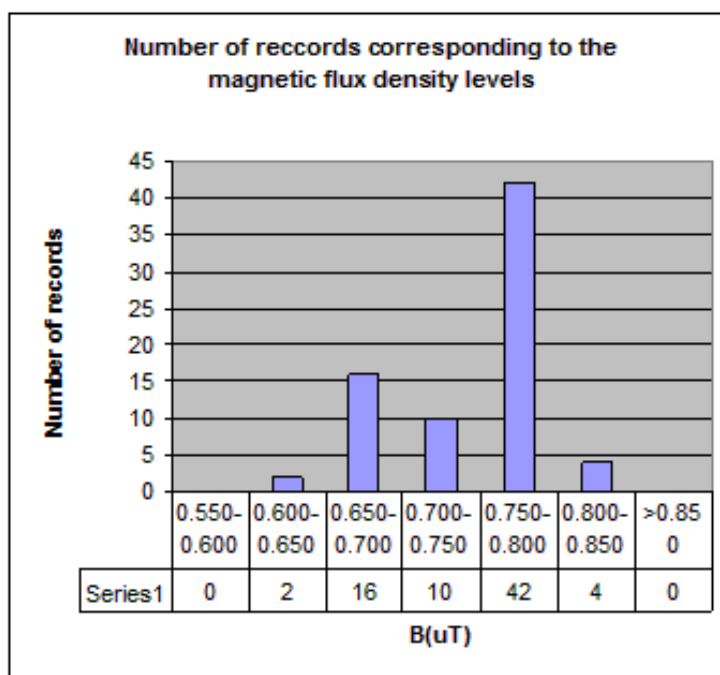


Fig. 2.5 Histograma densității de flux magnetic măsurată în centrul încăperii unității de urgențe

Densitatea fluxului magnetic depășește cu mai mult de trei ori pragul de evitare prudentă a riscurilor ($\bar{x} = 0.745 \mu\text{T}$, $\tilde{x} = 0.775 \mu\text{T}$, $(x_M - x_m) = 0.25 \mu\text{T}$, $\sigma = 0.0475$). S-a căutat sursa câmpului magnetic de extrem de joasă frecvență care ar fi putut fi periculoasă atât pentru personalul medical la expunere prelungită, cât și pentru restul instrumentației medicale sensibile.

Sursa fluxului magnetic de extrem de joasă frecvență o genera un echipament de analiză rapidă a unor parametri sanguini.

Măsurarea densității fluxului magnetic realizată în proximitatea analizorului a relevat valori de depășire a pragului câmpului magnetic de extrem de joasă frecvență de aproximativ patru-cinci ori în raport cu pragul de evitare prudentială de 0,2 - 0,3 μT (Tabelul IV și Fig. 2.6) $\bar{x} = 1.12 \mu\text{T}$, $\tilde{x} = 1.125 \mu\text{T}$, $(x_M - x_m) = 0.20 \mu\text{T}$ and $\sigma = 0,026 \mu\text{T}$.

Tabelul IV
Distribuția densității de flux magnetic
în proximitatea analizorului

Range/ μT	Number
0.950-1.000	0
1.000-1.050	2
1.050-1.100	8
1.100-1.150	19
1.150-1.200	7
1.200-1.250	1
≥ 1.250	0

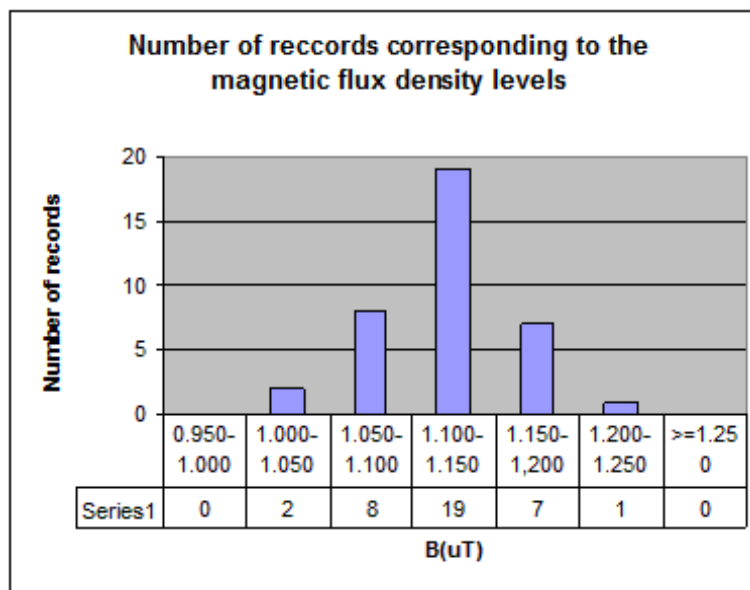


Fig. 2.6 Histograma densității magnetice de flux măsurată în imediata proximitate a analizorului

Mai mult, în colțul opus acestuia, situat pe diagonală la o distanță de 12 m, valorile măsurate depășesc încă de două pragul mai sus menționat (Tabelul V și Fig. 2.7) $\bar{x} = 0.597 \mu\text{T}$, $\tilde{x} = 0.525 \mu\text{T}$, $(x_M - x_m) = 0.15 \mu\text{T}$ and $\sigma = 0.03 \mu\text{T}$.

Tabelul IV
Distribuția densității de flux magnetice în
colțul diagonal opus analizorului

Range/ μT	Number
0.450-0.500	0
0.500-0.550	2
0.550-0.600	16
0.600-0.650	12
0.650-0.700	2
0.700-0.750	0
≥ 1.250	0

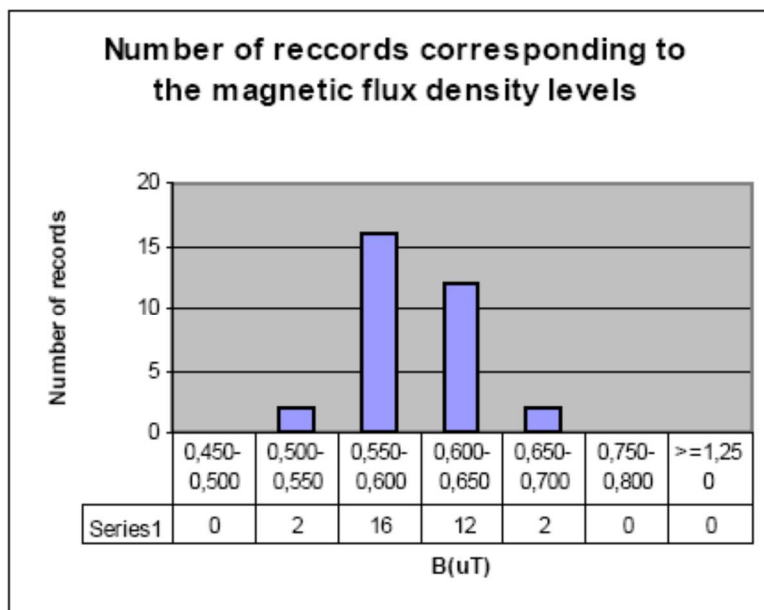


Fig. 2.7 Histograma densității magnetice de flux măsurată în colțul opus analizorului

Evident, pacienții nu sunt supuși unei expuneri pe termen lung, deoarece după stabilizarea funcțiilor vitale, aceștia sunt în mod obișnuit transferați la alte unități specializate. Totuși pentru personalul medical care își desfășoară activitatea acolo, expunerea pe termen lung poate deveni în timp o problemă.

Personalul medical din spital nu era la curent cu aspectele legate de biocompatibilitate electromagnetică, dar până la urmă prezența analizorului în camera de urgențe nu era strict necesară, astfel că a fost posibilă mutarea acestuia într-o încăpere situată în imediată vecinătate, evitându-se astfel expunerea de termen lung a personalului.

2.6 Concluzii și dezvoltări ulterioare

În contextul expunerii pe termen lung a ființelor vii la câmpuri electromagnetice, chiar și la frecvențe și intensități scăzute, conceptul biocompatibilității electromagnetice, trebuie să devină un pas înainte în structurarea mai bună a informațiilor specifice. Rezultatele acestea trebuie să furnizeze comunității ingineresti (și nu numai) prescripții și standarde noi și utile, care din păcate la momentul actual lipsesc.

În cele trei exemple din viața cotidiană prezentate mai sus, persoanele expuse la probleme virtuale de sănătate, ar fi putut cu ușurință să le depășească dacă ar fi avut cea mai vagă idee despre biocompatibilitatea electromagnetică.

În acest sens, considerăm că un program coerent de biocompatibilitate electromagnetică devine de actualitate, nu numai din punct de vedere tehnic, dar și etic, deoarece expunerea omului la câmpuri electromagnetice nu reprezintă o simplă problemă de sensibilitate sau hipersensibilitate electrică, după cum se mai clamează.

Ciudată este atitudinea ICNIRP, care în ciuda semnalelor de alarmă, nu a modificat nici în reglementările din 2010 pragurile din 1998.

De aceea consider că una dintre direcțiile de cercetare în acest sens trebuie să fie identificarea mediilor virtual riscante pentru expunerea pe termen lung și găsirea de soluții pentru reducerea efectelor și/sau eliminarea surselor de risc.

Departate de a propovădui apocalipsa, câmpurile electromagnetice și în consecință poluarea electromagnetică, reprezintă o dizarmonie a vieții și de aceea consider că este datoria tuturor să înțeleagă responsabilitatea comună de a lupta pentru un mediu electromagnetic cât mai curat.

Bibliografia capitolului

1. **Buzdugan, Mircea I.**; Balan, Horia, Some Practical Considerations in Electromagnetic Biocompatibility, International Workshop on Electromagnetic Compatibility and Engineering in Medicine and Biology Location: Iasi, ROMANIA Date: OCT 28-30, 2010
2. **Buzdugan, MI**; Micu, DD; Simion, E; Ceclan, A; Cimpan, L., The Electromagnetic Threat in the Today's Environment, Editura Springer, 2009, în MEDITECH 2009, IFMBE Proceedings 26, ISBN 978-3-642-04292-8;
3. **Buzdugan, M.I.**; Buzdugan, T. I.; Balan, H., Considerations on Electromagnetic Compatibility for Medical Devices, 3rd International Conference on Advancements of Medicine and Health Care through Technology, Location: Cluj Napoca, ROMANIA Date: AUG 29-SEP 02, 2011, Book Series: IFMBE Proceedings Volume: 36 Pages: 94-99 Published: 2011
4. **MI Buzdugan**, E Simion, H Bălan, E Baru, Electromagnetic Compatibility at the Mains Ports for Medical Equipments - International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09) Valencia (Spain), 15th to 17th April, 2009
5. **Buzdugan, Mircea Ion**; Balan, Horia; Muresan, Dorin, Electromagnetic Compatibility versus Electromagnetic Biocompatibility, 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC) Location: Ohrid, MACEDONIA Date: SEP 06-08, Book Series: International Power Electronics and Motion Control Conference EPE PEMC Published: 2010
6. **Buzdugan, M.I.**, Bălan, H., Mureșan, D.T., An electrical power quality problem in an emergency unit from a hospital - Case study, SPEEDAM 2010 - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SCOPUS
7. **Mircea Ion Buzdugan** – Elemente de calitate a energiei electrice și compatibilitate electromagnetică – Editura MEDIAMIRA, 2016, ISBN 978-606-737-164-2;

3. Despre analiza dihotomiei calitate a energiei electrice versus compatibilitate electromagnetica

Motivația studiului

Capitolul își propune să prezinte relația dintre calitatea energiei electrice și compatibilitatea electromagnetica.

Este cunoscut faptul că în studiul celor două concepte sunt implicate diferite domenii de frecvență și în consecință standarde, tehnici și instrumente de măsură diferite.

Totuși o înțelegere mai profundă pune în evidență o interacțiune strânsă între fenomenele fizice implicate în cele două domenii de cercetare. În esență este vorba de posibilele reacții prin care un fenomen care apare într-un anumit domeniu de frecvență să își translateze efectele în alt domeniu de frecvență. De aceea o tratare dihotomică poate să conducă la un moment dat la încercarea de a rezolva doar efectele nu și cauzele producerii acestora.

O calitate precară a energiei electrice poate determina probleme de compatibilitate și zgomot electromagnetice și invers.

În continuare se va prezenta mai în detaliu această direcție de cercetare.

3.1 Scurtă definiție a celor două concepte

Studiul a pornit de la ideea existenței dihotomiei între calitatea energiei electrice și a compatibilității electromagnetice.

În realitate această dihotomie există mai mult în mintea specialiștilor și nu neapărat în realitatea fizică, motiv pentru care se va încerca demantelarea acestei concepții.

Termenul de calitate a energiei electrice reprezintă o umbrelă sub care se întâlnesc o serie de tipuri de perturbații din sistemele electrice. În ultimele decenii calitatea energiei electrice a devenit o preocupare permanentă pentru furnizorii de utilități, pentru producătorii de echipamente și nu în ultimul rând pentru utilizatorii de energie electrică.

Câteva dintre motivele acestei preocupări rezidă în următoarele considerații:

- Noua generație de echipamente, controlate prin microprocesoare și dispozitive ale electronicii de putere sunt mult mai sensibile la variațiile calității energiei electrice.
- Accentul deosebit care se pune în ultima perioadă pe eficiența energetică, în contextul continuei creșteri a acțiunilor electrice de turație variabilă. Conținutul armonic și factorul de putere precar care însoțesc aceste aplicații impun cu necesitate anumite contramăsuri pentru eficientizarea acestora.
- Utilizatorii sunt din ce în ce mai avizați în legătură cu problemele de calitate a energiei electrice, reprezentând o provocare permanentă pentru furnizorii de utilități, mai ales în contextul pieței dereglementate a energiei electrice.

- Generarea distribuită și sursele de energie regenerabilă creează noi probleme de calitate a energiei electrice. Cele mai multe interfețe cu surse regenerabile de energie sunt sensibile la perturbații ale tensiunii, în special la scăderi temporare ale valorii tensiunii.

- Nu în ultimul rând, datorită interconectării, specifică rețelelor de energie electrice, apariția unei probleme de calitate a energiei electrice la nivel local, poate determina propagarea acesteia la mai mulți utilizatori, afectând buna funcționare a unei părți importante a rețelei.

Calitatea precară a energiei electrice poate fi generată din două surse:

- echipamentele și/sau subansamblele acestora, conectate la rețea;
- subsistemele de transport și distribuție.

Cauza acesteia constă în perturbații pe liniile electrice (impulsuri, scăderi sau creșteri temporare ale tensiunii, asimetrii, etc.). O altă cauză majoră constă în distorsiunile armonice și în puterea reactivă. Controlul dispozitivelor de comutație statică reprezintă principala sursă de armonice, în timp ce diferitele sarcini neliniare contribuie la absorbția unei puteri reactive excesive din sistemul energetic.

Literatura de specialitate abundă în definiții ale calității energiei electrice, bazate pe diferite criterii. Un furnizor de utilități se va referi la continuitatea în alimentare și la fiabilitatea sistemului său. Pe de altă parte un producător de echipamente se va referi la acele caracteristici ale sistemului de alimentare care le permit echipamentelor sale să funcționeze corespunzător. Până la urmă utilizatorul final al echipamentelor alimentate de la o rețea de energie electrică, este acela care trebuie să fie satisfăcut de produsele care îi sunt livrate. De aceea, din punctul de vedere a utilizatorului final calitatea energiei electrice reprezintă orice problemă manifestată prin variații ale curentului, tensiunii sau frecvenței care determină funcționarea necorespunzătoare a unui echipament.

Termenul utilizat în literatura anglo-saxonă pentru calitatea energiei electrice este „power quality”, care în traducere mot à mot ar însemna calitatea puterii. Cu toate acestea în foarte multe situații calitatea energiei electrice este identificată cu calitatea tensiunii de alimentare. Aceasta se datorează faptului că sistemele de furnizare a energiei electrice pot controla calitatea tensiunii livrate, fără a avea vreun control asupra curenților absorbiți de diferitele echipamente conectate la rețea. De aceea, standardele de calitate a energiei electrice sunt dedicate menținerii tensiunii de alimentare în anumite limite. În acest sens, Comisia Internațională de Electrotehnică (IEC) definește în standardul IEC 61000-4-30, preluat și ca standard european EN 61000-4-30, calitatea energiei electrice, ca reprezentând: „caracteristicile electricității într-un punct dat al unui sistem electric, evaluat în raport cu un set de parametri tehnici de referință”.

Standardul IEEE 100 definește calitatea energiei electrice, ca fiind „conceptul de alimentare cu energie electrice și de tratare a masei unui echipament electronic sensibil, de o manieră potrivită aceluși echipament.” Definiția este cel puțin vagă dacă se ține seama de faptul că în final orice echipament poate fi considerat mai mult sau mai puțin sensibil, reacționând mai mult sau mai puțin diferit la problemele de calitate a energiei electrice, în funcție de severitatea problemei.

Totuși, plecând de la termenul de „power quality” și pentru că generic puterea poate fi asimilată cu produsul dintre tensiune și curent, calitatea energiei electrice ar trebui să fie o combinație între calitatea tensiunii și calitatea curentului, deci orice deviație de la tensiunea

și/sau curentul ideal constituie o problemă de calitate a energiei electrice. Fără a intra în analize complicate, reamintim că atât tensiunea ideală cât și curentul ideal au forma de undă sinusoidală, respectiv amplitudine și frecvență constante.

Pe de altă parte nu este prea simplu de distins între cele două categorii de perturbații. Grosso modo, s-ar putea considera că pentru o perturbație a tensiunii își are originea în sistemul de alimentare și afectează echipamentul conectat la rețea, pe când pentru o perturbație a curentului este generată de echipamentul conectat la rețeaua de alimentare, determinând afectarea calității energiei electrice a rețelei. Din păcate această dihotomie nu rezistă celei mai simple analize, deoarece comutarea unei sarcini importante conduce de regulă la un curent important absorbit de la rețea, care determină la rândul său o scădere a temporară a tensiunii de alimentare. Din punct de vedere al rețelei, furnizorul de utilități îl va resimți ca pe o problemă a consumatorului, în timp ce un alt utilizator conectat la rețea va resimți numai această variație a tensiunii, de care îl va considera responsabil pe furnizorul de utilități.

O definiție alternativă la cea dată mai sus, care consideră orice perturbație ca fiind o problemă de calitate a energiei electrice este aceea care distinge între continuitate (fiabilitate) și calitate. Continuitatea include întreruperile, în timp ce calitatea reprezintă termenul acoperitor pentru celelalte perturbații. În ceea ce privește întreruperile scurte, acestea sunt considerate uneori ca fiind integrate în continuitate, iar altele în calitate.

Echipamentele moderne sunt tot mai mult alimentate cu ajutorul convertoarelor electronice de putere, generând un spectru larg de distorsiuni, a cărui frecvențe este în continuă creștere. Totuși, perturbațiile tranzitorii și cele de înaltă frecvență nu sunt luate deseori în considerare ca fiind motive ale funcționării necorespunzătoare ale echipamentelor și sunt foarte puțin acoperite de literatura de specialitate. De exemplu, standardul european EN 50160, furnizează informații utile legate de variații (fluctuații ale tensiunii, scăderi de scurtă durată, întreruperi, etc.), dar nu se referă la impulsuri tranzitorii de scurtă durată.

În opinia autorului, nu poate exista calitate a energiei electrice în prezența interferențelor electromagnetice, adică procesul prin care energia electromagnetică disruptivă este transmisă de la un echipament sau sistem la altul fie prin conducție fie prin radiație. În acest sens, orice perturbație reprezintă în ultimă instanță o problemă de calitatea energiei electrice, chiar dacă standardele disting între termenii de perturbație și cel de interferență. „O perturbație reprezintă un fenomen care poate degrada performanța unui dispozitiv, echipament sau sistem, sau poate afecta materia vie sau inertă”. În termenii calității energiei electrice, orice deviație de la tensiunea sau curentul ideal poate fi considerată o perturbație. Interferența este mai strict definită, ea reprezentând degradarea efectivă a unui dispozitiv, echipament sau sistem determinată de o perturbație electromagnetică.

Deoarece sistemele electrice și electronice pătrund tot mai adânc în toate aspectele societății, riscul incidentelor determinate de interferențe electromagnetice este în creștere.

Interferența electromagnetică reprezintă în cele din urmă o formă serioasă și în continuă escaladare de poluare a mediului. Interferențele electromagnetice sunt controlate prin adoptarea practicilor compatibilității electromagnetice.

Interferența se poate propaga de la o „sursă” către o „victimă” prin intermediul rețelei de distribuție la care acestea sunt conectate. Pe de altă parte compatibilitatea electromagnetică include interferențele intra și inter sistem.

În tratarea interferențelor energia electromagnetică este divizată în patru subgrupe: emisii radiate, susceptibilitate radiată, emisii conduse și susceptibilitate condusă.

Pentru ușurința măsurătorilor și analizei, în testele uzuale, se presupune că emisiile radiate predomină peste frecvența de 30 MHz, în timp ce emisiile conduse sunt presupuse a domina sub frecvența de 30 MHz.

Desigur că nu există nici o modificare majoră la 30 MHz, dar cablurile tipic utilizate tind să manifeste rezonanțe peste 30 MHz, conducând la măsurători eronate, în timp ce măsurătorile sub 30 MHz pentru radiații realizate în câmp apropiat conduce la rezultate care nu se corelează în mod necesar cu situațiile reale.

Probabil cel mai important aspect de a proiecta eficient în ceea ce privește conformitatea cu compatibilitatea electromagnetică constă în a gândi la comportamentul neideal al componentelor electrice. Gândind numai în termenii unui comportament ideal al componentelor electrice și electronice, proiectanții nu vor fi capabili să anticipeze căile electrice neideale și în consecință nu vor putea să identifice alte cauze posibile pentru emisiile radiate și pentru cele conduse.

Totuși o problemă rămâne din punctul de vedere a domeniului de frecvență. Calitatea energiei electrice este apanajul domeniului de joasă frecvență, adică din curent continuu până la frecvențe de 3,5-5 kHz. Interferența condusă începe să se studieze pornind de la 100 – 150 kHz. În consecință rămâne o bandă largă între 5 kHz și 100 kHz neexplorată, pentru care la momentul de față nu există nici standarde și nici aparate de măsură.

Se poate afirma că nu există o dihotomie fizică între calitatea energiei electrice și interferențele conduse sau radiate. Există o reacție în lanț, fenomenele trecând din unul în altul. Problemele de calitatea energiei electrice pot determina interferențe conduse și/sau radiate și invers.

Prezenta abordare va demonstra, cu ajutorul unui caz analizat, conexiunea dintre cele două concepte.

3.2 Aspecte de calitate a energiei electrice pentru o acționare electrică de turație variabilă cu ajutorul motoarelor de curent continuu fără perii

3.2.1 Elemente introductive

Analiza se va realiza pentru un studiu de caz legat de performanțele unei centrale de tratare a aerului – adică un echipament care conservă o cantitate semnificativă de energie termică, menținând în același timp confortul interior necesar.

Motoarele de curent continuu fără perii BLDC (Brushless DC) sunt considerate motoare de înaltă performanță datorită fiabilității, versatilității, cuplului și turației adecvate și costului de mentenanță scăzut al acestora.

Motoarele de curent continuu fără perii sunt mașini prevăzute cu un rotor din magnet permanent al căror comutație are loc în poziții cunoscute ale axului. Avantajul configurației fără de perii, în care rotorul (excitația) este în interiorul statorului (armăturii) constă în simplitatea înfășurărilor. Datorită absenței periilor, lungimea motorului este și ea redusă. Dezavantajul configurației fără de perii în raport cu motorul cu colector constă în complexitatea crescută a controlerului electric și necesitatea senzorilor de poziție a rotorului.

Principalele avantaje ale acționărilor cu motoare de curent continuu fără perii constau în eficiența ridicată, durata de viață crescută, zgomotul și greutatea reduse și construcția compactă. Pe de altă parte, principalele dezavantaje ale acestor acționări constau în costul relativ ridicat al materialelor din care sunt confecționați magneții permanenți, problema demagnetizării acestora, turația limitată și domeniul constant de putere (comparativ cu o mașină cu reluctanțe comutate).

S-au dezvoltat două clase de acționări cu motoare cu magneți permanenți, în funcție de forma de undă a tensiunii contra-electromotoare: sinusoidală sau trapezoidală. Motoarele de curent continuu fără perii sunt caracterizate în mod tipic de o tensiune contra-electromotoare trapezoidală și sunt acționate de impulsuri de curent dreptunghiulare. Această configurație emulează funcționare motoarelor de curent continuu cu perii.

Formele de undă ale excitației motoarelor de curent continuu fără de perii sunt dreptunghiulare, ceea ce permite simplificări importante în sistem comparativ cu mașinile de curent alternativ cu magneți permanenți. În particular, cerințele rezoluției pentru poziția rotorului sunt mult mai scăzute la acționările cu motoare de curent continuu fără de perii deoarece trebuie sesizate doar șase momente de comutație pe fiecare ciclu electric. În plus, acest tip de acționare necesită un singur senzor de curent în bara de curent continuu a inverterului.

Totuși această simplitate a acționării cu BLDC este responsabilă de determinarea unui cuplu care prezintă riplu destul de important, numit riplu de comutație, care ia forma unor vârfuri sau scăderi ale cuplului, generate la fiecare moment de timp în care forma de undă dreptunghiulară a curentului își modifică nivelul.

Noțiuni ca „economie de energie” și „funcționare silențioasă” au devenit foarte importante în lumea acționărilor de turație variabilă. Pentru controlul motoarelor de putere scăzută, se impune o compactitate crescută și preț cât mai scăzut. O considerație importantă care să justifice utilizarea inverteoarelor în aceste aplicații este optimizarea raportului cost total/performanță pentru întreg sistemul. Cu alte cuvinte, sistemele trebuie să fie mai puțin zgomotoase, mai eficiente energetic, cu gabarite mai reduse, mai ușoare, cu funcții mai avansate, cu un control cât mai precis, toate dublate de un cost foarte scăzut.

Pentru a putea satisface aceste deziderate, diferitele companii au dezvoltat serii noi de semiconductoare de putere, de înaltă eficiență și funcționalitate, numite module de putere inteligente SPM (Smart Power Modules). Acestea sunt considerate o alternativă atractivă la inverteoarele convenționale discrete utilizate pentru acționarea motoarelor de putere scăzută, utilizate în mod obișnuit în aplicații de condiționarea aerului, de pompare a apei, etc.

Modulele de putere inteligente, bazate de tehnologia MOSFET cu revenire rapidă FRFET (fast-recovery MOSFET) reprezintă o soluție de inverter compact pentru motoarele de putere redusă, fiind compuse din șase FRFET și trei circuite integrate de tensiune ridicată în semi – punte (HVIC) pentru comanda pe poartă a FRFET. În principiu ele determină interferență electromagnetică scăzută.

Un exemplu de astfel de modul de putere inteligent, produs de Fairchild Semiconductors, utilizat în continuare în comanda BLDC este FSB 50550US prezentat în Fig. 3.1, respectiv în Fig. 3.2 în care se prezintă doar o singură ramură a acestuia.

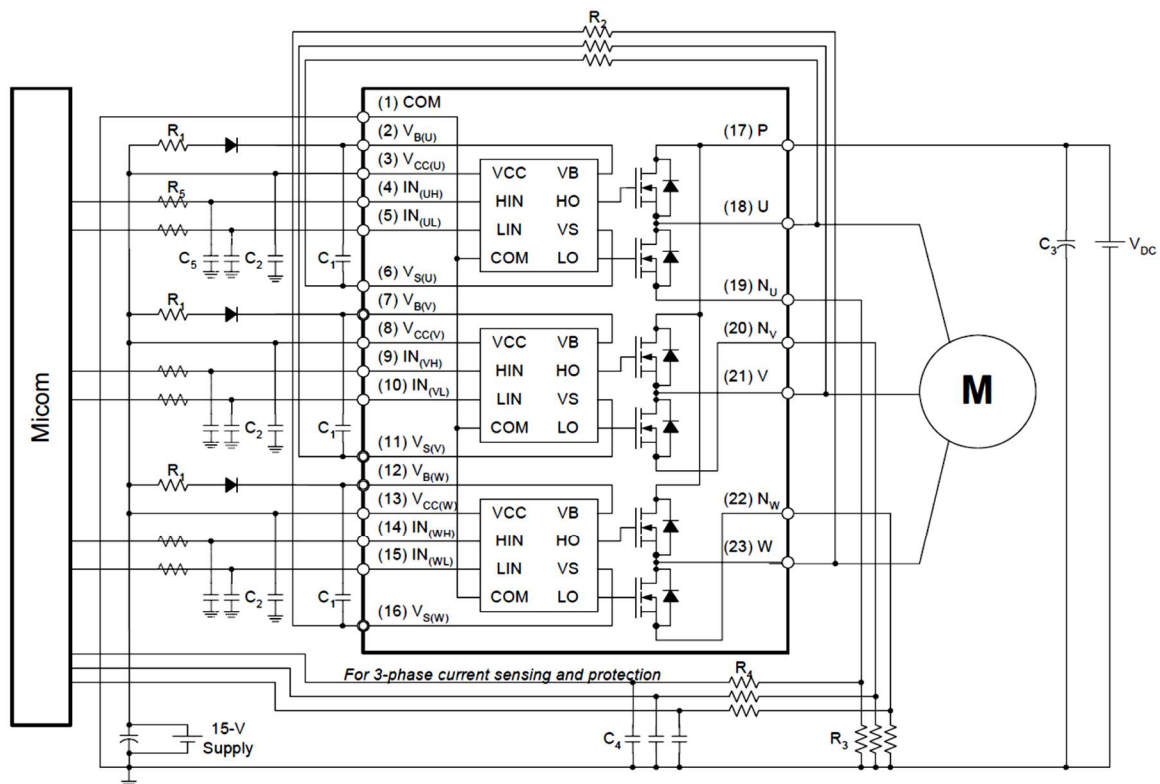


Fig. 3.1 Modul de putere inteligent FSB50550US

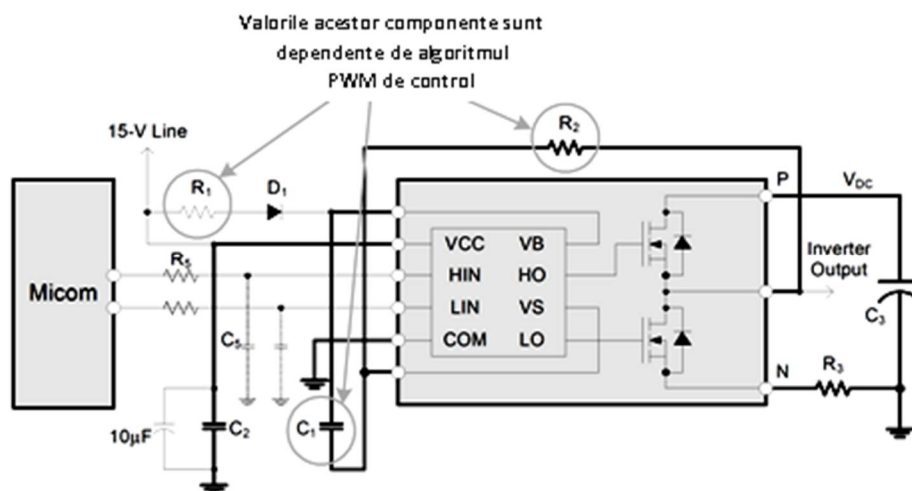


Fig. 3.2 Schema unei singure ramuri a modului de putere inteligent FSB50550US

Se recomandă ca:

- diodele D1 să aibă caracteristici de revenire rapidă și să aibă tensiunea maximă de 600 V
- parametrii componentelor circuitului exterior (bootstrap) depind de algoritmul PWM și de frecvența de comutație; pentru frecvența de comutație de 15 kHz, valoarea tipică a acestora este: $C1=C2=1 \mu\text{F}$ (condensatoare ceramice, cu caracteristici de frecvență cât mai bune, pentru a putea absorbi curenții de riplu de frecvență ridicată); $R1=56 \Omega$; $R2=20 \Omega$.

- componentele de cuplaj R5, C5, sunt esențiale pentru îmbunătățirea imunității la interferențe conduse pe intrare
- traseele marcate cu linie mai groasă trebuie să fie cât mai scurte și să aibă grosime cât mai mare posibil, pentru a avea inductivitate de dispersie cât mai scăzută

În sistemul de acționare care utilizează modulul de putere inteligent FSB50550US, comanda turației și semnalul provenit de la senzorii de poziție Hall reprezintă mărimile de intrare pentru microcontrolerul dsPIC33FJ32NC, utilizate pentru a calcula variabilele de control și convertirea acestora în semnal PWM, după cum se poate vedea în schema bloc din Fig. 3.3.

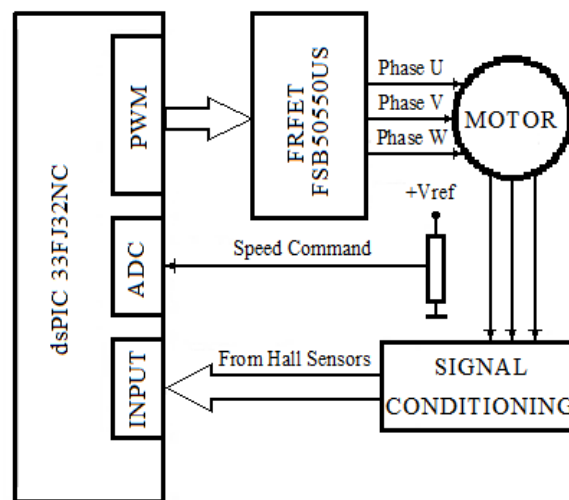


Fig. 3.3 Schema bloc a acționării cu BLDC

3.2.2 Măsurători și analiză

3.2.2.1 Centrale de tratare a aerului

Eficiența energetică a sistemelor de încălzire ventilare și condiționare a aerului HVAC este considerată un vehicul cu ajutorul căruia se realizează economie de energie. În literatura de specialitate sunt prezentate o serie de modelări și optimizări ale sistemelor HVAC.

O centrală tipică de tratare a aerului CTA este ilustrată schematic în Fig. 3.4, în care se observă cele două ventilatoare centrifugale, schimbătorul de căldură, bateriile de încălzire și de răcire, precum și senzorii de circulație ale aerului.

Aerul proaspăt intră la o anumită temperatură, cu un anumit debit și viteză determinate de ventilatoarele centrifugale, pentru a realiza încălzirea sau răcirea și a asigura confortul termic. Acesta intră în schimbătorul de căldură unde face schimb cu aerul viciat, exhaustat. După ieșirea din schimbătorul de căldură, aerul proaspăt trece prin bateria de încălzire sau prin cea de răcire, după caz, pentru a i se asigura temperatura setată, după care pătrunde în încăpere.

În plus, centrala de tratare a aerului este prevăzută cu senzori de temperatură pentru aerul proaspăt și cel viciat, sistemul asigurându-se că aerul va circula numai dacă ventilatoarele funcționează și nu există un conflict între aceste stări. De asemenea centralele sunt prevăzute cu senzori de bioxid de carbon și de umiditate.

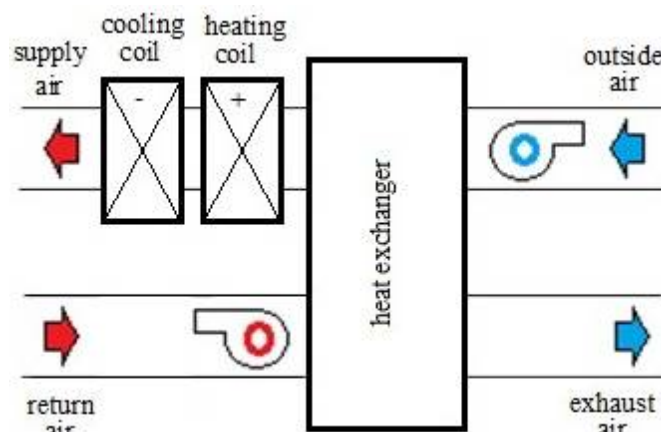


Fig. 3.4 Diagrama schematică a unei centrale de tratare a aerului

Caracteristicile principale ale ventilatoarelor centrifugale prevăzute cu motor de curent continuu fără de perii, BLDC, cu rotorul aflat în exteriorul statorului sunt:

- tensiunea nominală 230 Vac
- curentul maxim absorbit de la rețea 1,35 A
- puterea activă absorbită de la rețea 170 W
- turația maximă atinsă 2100 rot⁻¹
- debitul de aer maxim 350 m³/h.

Construcția motorului având rotorul în exteriorul statorului are evident anumite dezavantaje în generarea unor pierderi suplimentare datorate dificultăților de răcire a motorului, dar în acest caz particular, ținând cont de sarcina mecanică scăzută (palele ventilatorului), în funcționare vor fi implicați curenți de comutație de valoare foarte scăzută.

Fig. 3.5 prezintă o poză a circuitului de acționare a unui motor de curent continuu fără perii. Pe coroana exterioră se observă palele ventilatorului.

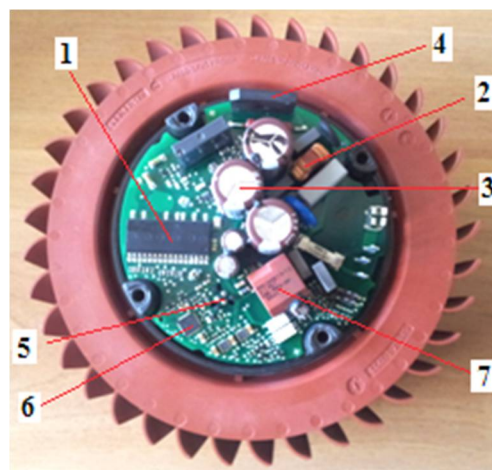


Fig. 3.5 Circuitul de acționare a motorului de curent continuu fără perii

Se pot cu ușurință observa următoarele componente:

- (1) Modulul de putere inteligent FSB 50550US

- (2) Filtrul EMI de intrare, cu șocul de mod comun, condensatoarele Y2 de mod comun, de tip MKP63 1nF/330 Vac, condensatorul X2 de mod diferențial de 220 nF/310 Vac, elemente tipice pentru un astfel de filtru
- (3) Bara de curent continuu formată din trei condensatoare electrolitice de 68 μ F/400 V
- (4) Redresorul în punte de tip GBU 1007
- (5) Senzorul Hall, S41233, pentru sesizarea poziției
- (6) Controlerul responsabil pentru controlul PWM a acționării
- (7) Sursa de alimentare în comutație a sistemului de acționare

Fig. 3.6 prezintă etajul de intrare a circuitului de acționare alimentat de la rețeaua de curent alternativ.

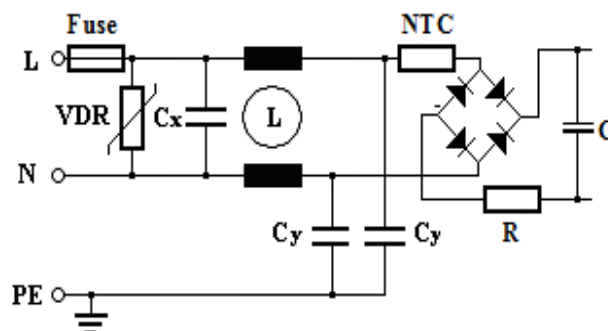


Fig. 3.6 Etajul de intrare a acționării

În plus față de componentele prezentate anterior, se remarcă varistorul VDR, metal oxid de tip SIOV: S14K320, având următoarele caracteristici:

- tensiunea de funcționare $V_{RMS} = 320$ Vac
- tensiunea maximă de curent continuu $V_{DC} = 420$ Vdc
- energia absorbită în 2ms $W_{max} = 84.0$ J
- puterea maximă $P_{max} = 0,60$ W
- rigiditatea dielectrică 2.5 kV_{rms}
- rezistența de izolație 10 M Ω
- curentul maxim la un impuls de șoc 8/20 μ s: 2500A
- curentul maxim la două impulsuri de șoc 8/20 μ s: 1250A
- timpul de răspuns < 25 ns
- temperatura de funcționare maximă 85 °C

Varistoarele sunt în general foarte utile pentru protecția la supratensiune; timpul de răspuns foarte scurt (max. 25 ns) le face potrivite pentru acest tip de protecție, dar mai important în cazul acesta este faptul că ele sunt deosebit de eficiente în testele de imunitate.

O altă componentă este termistorul de tip NTC 16, eficient în compensarea temperaturii în circuitele electronice. În acest circuit a fost utilizat pentru a determina curent de intrare variabil, controlând în consecință turația ventilatorului.

3.2.2.2 Verificarea limitelor armonice

Ventilatorul centrifugal din componența centralei de tratare a aerului, acționat prin motorul BLDC a fost testat în conformitate cu standardul IEC/EN 61000-3-2:2014-05 Limite pentru emisia curenților armonici (echipamente cu curent de intrare ≤ 16 A/fază).

Testul s-a realizat cu ajutorul unei surse programabile de putere California Instruments 1500 iX-CTS.

Sistemul de test 1500 3i-CTS reprezintă un sistem quasi-complet care acoperă multe reglementări din standardele IEC/EN. Pentru a asigura maximă flexibilitate, utilizează o structură modulară constând din următoarele componente:

- Sursă programabilă de curent alternativ care furnizează energie electrică, în sistem mono sau trifazat, de frecvență și tensiune specificate, având un grad foarte scăzut de distorsiune și fiind izolată în raport cu rețeaua de joasă tensiune. De asemenea, pentru a se evita defectarea sarcinii, sursa este dotată cu protecție la supracurent. Pentru anumite teste de curent continuu, este accesibil și un astfel de port de ieșire.

- Unitate de analiză și condiționare a puterii, care creează interfața mecanică și electrică între sursa de curent alternativ, echipamentul aflat sub test și sistemul de achiziții de date reprezentat de un calculator personal. Unitatea furnizează semnalul necesar pentru sistemul de achiziții de date.

- Sistemul de achiziții de date bazat pe un calculator personal, utilizează o placă de conversie analog digitală rapidă, softul CTS3.0 controlând toate aspectele conversiei A/D și procesând toate datele necesare testelor.

- Softul CTS 3.0 beneficiază de o interfață grafică de utilizator intuitivă în implementarea testelor de armonice și de flicker. În afară de acest soft, în sistem este implementat și softul CIGuiSII, utilizat pentru comanda sursei de curent alternativ, a celei de curent continuu, și a multiplelor teste de imunitate cuprinse în standardul IEC/EN 61000-4.

Controlul echipamentului se face de la tastatura calculatorului, fără utilizarea comenzilor de panou ale acestuia.

Standardul stabilește limitele pentru emisia curenților armonici injectați în rețeaua publică de joasă tensiune de către echipamente cu curent de intrare ≤ 16 A/fază. Acesta clasifică produsele în una dintre următoarele patru clase. Utilizarea testului corect în raport cu clasa echipamentului de testat este esențială pentru corectitudinea rezultatului.

Clasa A:

- Receptoare trifazate (echilibrate)
- Aplicații electrocasnice, mai puțin cele identificate în clasa D
- Unelte, cu excepția uneltelor de mână
- Dimerele pentru lămpile cu incandescență
- Echipamentele audio

Obs. Echipamentele nespecificate în una din următoarele trei clase vor fi considerate ca făcând parte din clasa A.

Clasa B:

- Unelte de mână
- Echipamente neprofesionale de sudură cu arc

Clasa C:

- Corpuri de iluminat

Clasa D:

conține echipamente care absorb putere activă de maximum 600 W, de tipul:

- Calculatoare personale și monitoarele acestora
- Receptoare TV
- Frigidere și congelatoare având compresoare acționate cu una sau mai multe viteze de acționare ale motorului.

Centrala de tratare a aerului se încadrează în clasa A de emisii armonice.

În Fig. 3.7 se prezintă raportul de test pentru un singur ventilator echipat cu motor BLDC din componența CTA.

California Instruments			Harmonic Limits Check		
	Frequency	Actual	Limit	% of Limit	Compare
1	50.000	0.615			
2	100.000	0.006	1.080	0.556	Pass
3	150.000	0.571	2.300	24.826	Pass
4	200.000	0.008	0.430	1.860	Pass
5	250.000	0.519	1.140	45.526	Pass
6	300.000	0.003	0.300	1.000	Pass
7	350.000	0.451	0.770	58.571	Pass
8	400.000	0.003	0.230	1.304	Pass
9	450.000	0.373	0.400	93.250	Pass
10	500.000	0.003	0.184	1.630	Pass
11	550.000	0.288	0.330	87.273	Pass
12	600.000	0.008	0.153	5.229	Pass
13	650.000	0.205	0.210	97.619	Pass
14	700.000	0.006	0.131	4.580	Pass
15	750.000	0.134	0.150	89.333	Pass
16	800.000	0.003	0.115	2.609	Pass
17	850.000	0.081	0.132	61.364	Pass
18	900.000	0.005	0.102	4.902	Pass
19	950.000	0.054	0.118	45.763	Pass
20	1000.000	0.003	0.092	3.261	Pass

Fig. 3.7 Limitele armonice ale unui singur motor BLDC

Se poate însă observa faptul că există o serie de componente armonice care sunt aproape de limita admisă prin standard. Este vorba în principal de componentele armonice marcate cu galben, și anume armonicile impare de ordinul 9, 11, 13, 15, asupra cărora trebuie îndreptată atenția. Se poate de asemenea remarca faptul că nu apar armonice de ordin par.

Rezultatul este destul de pesimist, ținând cont de faptul că în situații reale de funcționare, în care impedanța sistemului de alimentare este variabilă și necunoscută, componentele armonice ale curentului absorbit de către ventilator ar putea cu ușurință să depășească limitele maxime din standard.

Deși circuitele de comandă a motoarelor BLDC ale ventilatoarelor sunt prevăzute cu filtre EMI pe intrare, rezultatele nu au fost optimiste, mai ales ținând cont de faptul că centrala de tratare a aerului funcționează simultan cu două ventilatoare alimentate de la aceeași rețea de

alimentare, deci cele două motoare alimentate de la aceeași sursă de curent alternativ ar putea determina un efect cumulativ în ceea ce privește distorsiunea armonică. După cum era de așteptat echipamentul, dotat cu două ventilatoare alimentate prin BLDC - uri nu a trecut testele de armonice. Raportul de test din Fig. 3.8 reliefează acest fapt.

California Instruments			Harmonic Limits Check		
	Frequency	Actual	Limit	% of Limit	Compare
1	50.000	1.391			
2	100.000	0.006	1.080	0.556	Pass
3	150.000	1.309	2.300	56.913	Pass
4	200.000	0.002	0.430	0.465	Pass
5	250.000	1.184	1.140	103.860	Fail
6	300.000	0.003	0.300	1.000	Pass
7	350.000	1.016	0.770	131.948	Fail
8	400.000	0.001	0.230	0.435	Pass
9	450.000	0.825	0.400	206.250	Fail
10	500.000	0.004	0.184	2.174	Pass
11	550.000	0.625	0.330	189.394	Fail
12	600.000	0.009	0.153	5.882	Pass
13	650.000	0.441	0.210	210.000	Fail
14	700.000	0.004	0.131	3.053	Pass
15	750.000	0.285	0.150	190.000	Fail
16	800.000	0.002	0.115	1.739	Pass
17	850.000	0.178	0.132	134.849	Fail
18	900.000	0.004	0.102	3.922	Pass
19	950.000	0.123	0.118	104.237	Fail
20	1000.000	0.001	0.092	1.087	Pass
21	1050.000	0.109	0.107	101.869	Fail
22	1100.000	0.001	0.084	1.190	Pass
23	1150.000	0.100	0.098	102.041	Fail
24	1200.000	0.002	0.077	2.597	Pass
25	1250.000	0.082	0.090	91.111	Pass

Fig. 3.8 Limitele armonice ale centralei de tratare a aerului

Se vede că rezultatele negative încep cu armonica de ordinul 5 și se extind până la armonica de ordin 25.

În Fig. 3.9 se prezintă spectrul armonic al curentului absorbit de la rețeaua de alimentare, până la armonica de ordin 50.

Rezultatul era oarecum așteptat datorită redresorului în punte plasat pe intrare, imediat după filtrul EMI. Se știe că redresorul în punte absoarbe un curent puternic discontinuu, iar șocul de mod comun al filtrului nu este suficient pentru a netezi într-o măsură mai mare forma de undă a curentului. Fig. 3.10 prezintă formele de undă ale mărimilor electrice tensiune și curent de intrare în centrala de tratare a aerului.

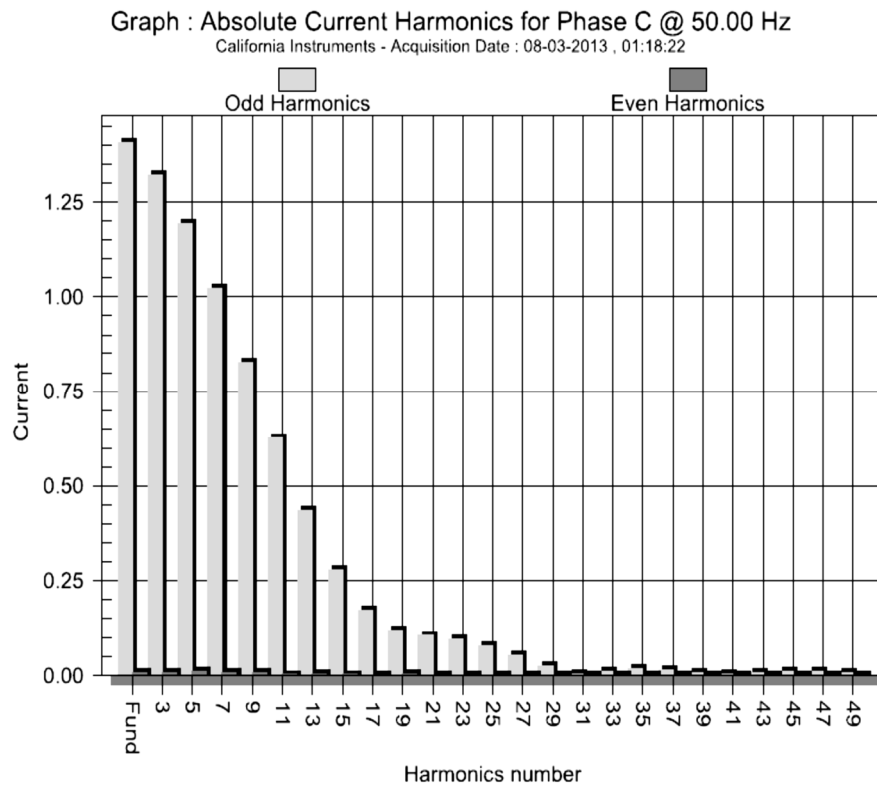


Fig. 3.9 Spectrul armonic al curentului absorbit de centrala de tratare a aerului

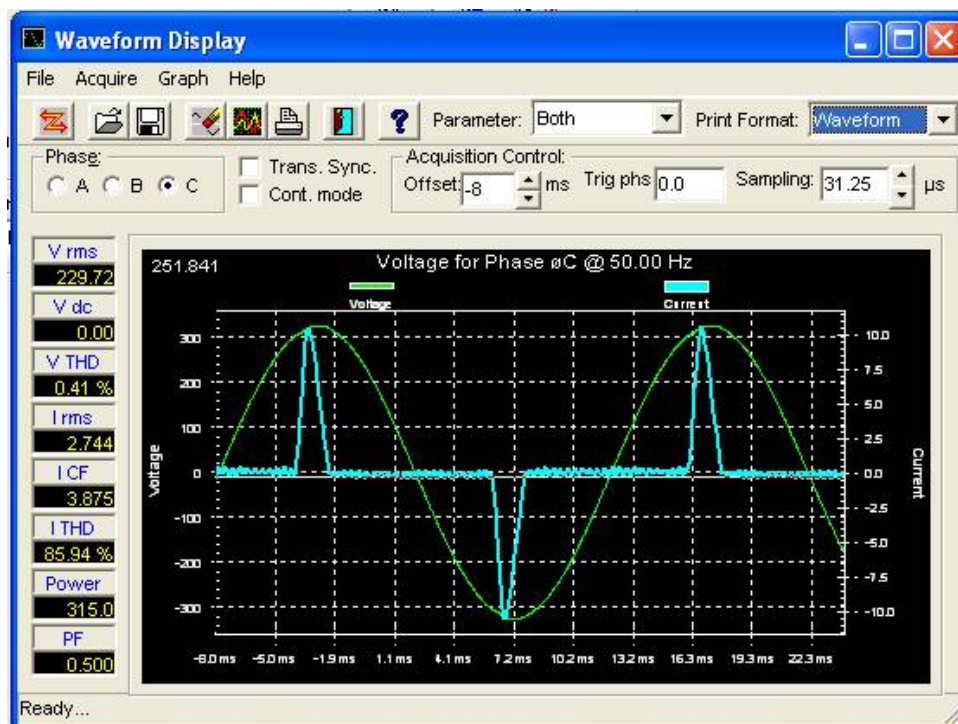


Fig. 3.10 Forma de undă a tensiunii și curentului de la intrarea centralei de tratare a aerului

Se observă că deși tensiunea de alimentare este pur sinusoidală ($THDV=0,41\%$, fără componentă continuă), curentul absorbit prezintă un factor armonic total $THDI=85,94\%$, la un factor de putere scăzut, $PF=0,5$.

În astfel de situații, un reactor de linie sau alte contra-măsurii sunt strict necesare.

3.2.2.3 Verificarea interferențelor electromagnetice conduse

După cum s-a arătat și în secțiunea introductivă, problemele de calitate a energiei electrice pot determina interferențe conduse. În cazul studiat, conținutul armonic ridicat al curentului este de așteptat să determine interferențe conduse.

Principalul scop al testelor de emisii conduse constă în evaluarea curenților de zgomot care părăsesc produsul prin conductoarele cordonului de alimentare și conformitatea cu standardul EN 55014-1:2006 (+A1:2009 +A2:2011) - Compatibilitate electromagnetică - Reglementări privind aplicațiile casnice, scule electrice și echipamente similare – Partea 1: Emisii (Electromagnetic compatibility - Requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus - Part 1: Emission).

Pentru a înregistra interferențele electromagnetice conduse la intrarea de curent alternativ a CTA, s-au utilizat o rețea monofazată de stabilizare a impedanței liniei LISN (line impedance stabilization network) și un analizor spectral.

În Fig. 3.11 se prezintă o diagramă a aranjamentului de test utilizat pentru măsurarea conformității cu limitele emisiilor conduse.

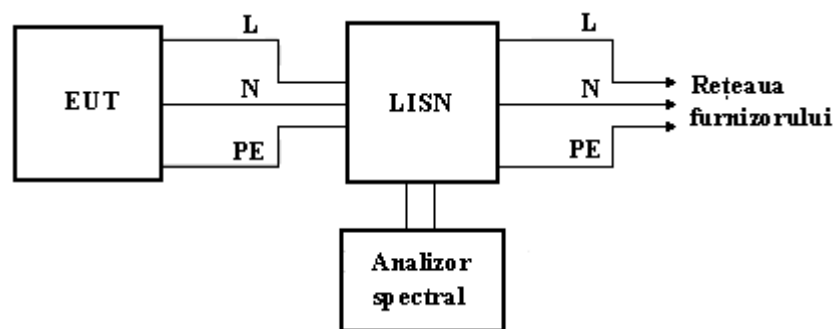


Fig. 3.11 Stand de măsură a emisiilor conduse

După cum se observă din Fig. 3.11, cordonul de alimentare al rețelei de joasă tensiune a echipamentului aflat sub test (EUT), este conectat la intrarea LISN, iar ieșirea LISN este conectată la rețeaua furnizorului.

Tensiunea de rețea este filtrată prin LISN, produsul fiind astfel alimentat de la o rețea nepoluată. Un analizor spectral conectat la LISN măsoară emisiile conduse generate de echipamentul aflat sub test.

Curenții sunt dependenți de sarcină, adică de impedanța văzută de către EUT privind spre priza de rețea a furnizorului, impedanță care variază considerabil de la priză la priză și de la clădire la clădire în domeniul de frecvențe de măsură, ceea ce face nerelevantă utilizarea unei sonde de curent. De aceea EUT este conectat la LISN, care stabilizează impedanța văzută de EUT privind către cablul de alimentare la o rezistență 50Ω în paralel cu o inductivitate de $50 \mu\text{H}$. Acesta reprezintă primul dintre cele două obiective ale LISN.

Cel de-al doilea obiectiv al LISN constă în a bloca pătrunderea zgomotului exterior de pe rețeaua furnizorului în cablul de alimentare al produsului și implicit în produs. Orice curenți de zgomot de pe rețea care ar pătrunde prin cablul de alimentare s-ar suma cu emisiile conduse generate de către EUT. Deoarece interesează numai în emisiile conduse emergente proprii EUT - ului, este important ca LISN-ul să prevină pătrunderea în produs a zgomotelor

din rețea.

LISN trebuie să satisfacă ambele obiective în întreg spectrul de frecvențe de emisii conduse (150 kHz-30 MHz pentru reglementările CISPR și respectiv 450 kHz-30 MHz pentru reglementările FCC), pentru tensiuni de alimentare de 50, respectiv 60 Hz.

În Fig. 3.12 se prezintă schema electrică a unui LISN între L și PE.

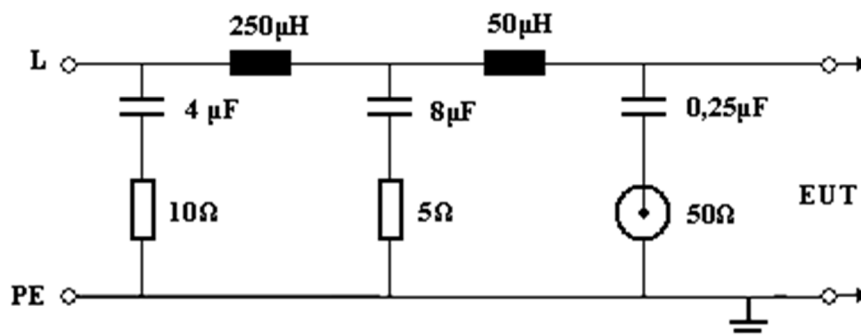


Fig. 3.12 Schema electrică a unui LISN între L și PE

Deoarece rețeaua de stabilizare a impedanței liniei, LISN, asigură o impedanță standard pentru conductoarele de fază și neutru ale echipamentului astfel încât emisiile conduse să poată fi măsurate prin citirea căderilor de tensiune pe aceste impedanțe, în Fig. 3.13 se prezintă aranjamentul de test pentru emisiile conduse, în care LISN a fost înlocuit cu două sarcini de 50 Ω, care modelează LISN în domeniul de frecvențe pentru care se măsoară emisiile conduse.

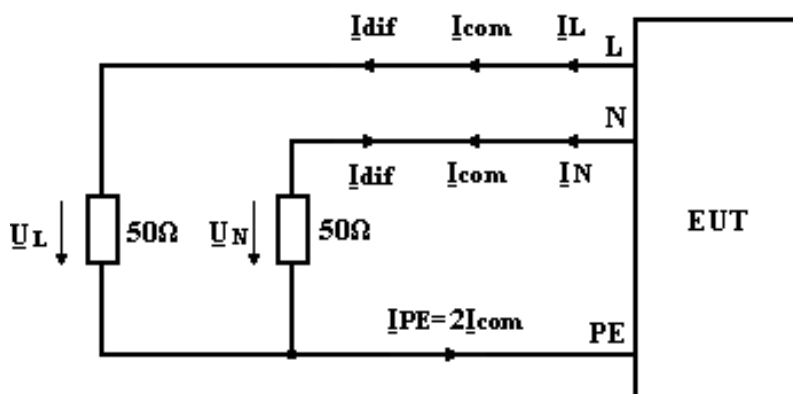


Fig. 3.13 Schema circulației curenților de rețea ale unui echipament

Conform Fig. 3.13 se poate scrie:

$$\underline{I}_L = \underline{I}_{com} + \underline{I}_{dif} \quad \text{și} \quad \underline{I}_N = \underline{I}_{com} - \underline{I}_{dif} \quad 3.1$$

sau

$$\underline{I}_{com} = \frac{1}{2}(\underline{I}_L + \underline{I}_N) \quad \text{și} \quad \underline{I}_{dif} = \frac{1}{2}(\underline{I}_L - \underline{I}_N) \quad 3.2$$

Presupunând impedanțele de 50 Ω constante în tot domeniul de frecvență pe care se face măsurătoarea, tensiunile la bornele acestora vor fi:

$$\underline{U}_L = 50 \cdot (\underline{I}_{com} + \underline{I}_{dif}) \quad \text{și} \quad \underline{U}_N = 50 \cdot (\underline{I}_{com} - \underline{I}_{dif}) \quad 3.3$$

Prin măsurarea acestora cu ajutorul unui analizor spectral, putem găsi curenții de mod comun și de mod diferențial:

$$\underline{I}_{com} = \frac{1}{2} \frac{(\underline{U}_L + \underline{U}_N)}{50} \quad \text{și} \quad \underline{I}_{dif} = \frac{1}{2} \frac{(\underline{U}_L - \underline{U}_N)}{50} \quad 3.4$$

Se poate observa din ecuațiile de mai sus că dacă curenții de mod comun și diferențial sunt aproximativ egali, atunci \underline{U}_L și \underline{U}_N vor fi foarte diferite.

Dacă însă curentul de mod comun domină în raport cu cel de mod diferențial, atunci cele două tensiuni ar putea fi aproximativ egale.

Similar, în situația în care curentul de mod diferențial domină în raport cu cel de mod comun atunci cele două tensiuni ar putea fi egale ca amplitudine dar opuse ca și fază.

Curentul de mod comun de întoarcere care apare prin închiderea sa pe conductorul de *PE* reprezintă un curent nedorit, evident în cele mai multe situații neluat în considerare în faza de proiectarea produsului.

Conductorul de *PE* se utilizează pentru a asigura o cale de curent de 50 Hz în situația unui defect astfel încât să determine declanșarea protecției, nefiind destinat circulației curentului de 50 Hz în circumstanțe normale de funcționare.

Totuși este esențial de reținut că la frecvențele înalte la care se măsoară emisiile conduse, *PE* poate transporta un curent de mod comun care să determine respingerea produsului din motive de încălcare a standardelor de electrosecuritate.

Distingem două metode primare pentru suprimarea întoarcerii curentului de mod comun de înaltă frecvență prin *PE*.

Prima constă în simpla înfășurare a conductorului *PE* în jurul unui miez de ferită în interiorul carcasei și înainte ca acesta să fie conectat la carcasă. Metoda creează o inductivitate care ajută la reducerea emisiilor de curent de mod comun. Ferita trebuie aleasă în așa fel încât să aibă o permeabilitate mare în domeniul de frecvențe de măsură a emisiilor conduse, dar nu trebuie să contravină funcției conductorului *PE* de pământ de protecție, care trebuie să asigure o cale de impedanță scăzută pentru curentul de 50 Hz, în scopul prevenirii unui posibil șoc electric.

Cea de-a doua metodă utilizată pentru blocarea curentului de mod comun este aceea a eliminării complete a conductorului *PE* și crearea un echipament cu două conductoare de alimentare. La intrarea cordonului de alimentare în produs, se inserează un transformator utilizat pentru a izola galvanic produsul în raport cu conductoarele de linie și neutru și de a reduce riscul unui șoc electric. Șasiul este deseori legat la secundarul transformatorului. Această metodă poate ajuta la reducerea emisiilor de curenți de mod comun, fără însă să le elimine complet și aceasta datorită faptului că rămâne o altă cale deosebit de frecvență pentru eventualii curenți de mod comun, reprezentată de cuplajul capacitiv între carcasa metalică a produsului și masa sitului de măsură.

Pentru măsurarea cu ajutorul unui analizor spectral, semnalul EMC este accesibil după ce este trecut printr-un filtru trece sus.

La măsurătorile efectuate s-a utilizat un analizor spectral HM 5014 și un LISN HM 6050-2 (Fig. 3.14).

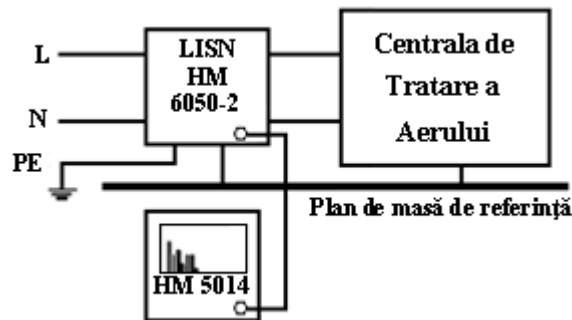


Fig. 3.14 Standul de măsură utilizat

Principalele caracteristici tehnice ale analizorului spectral utilizat sunt:

- domeniu continuu de frecvențe se situează între 150 kHz și 1050 MHz.
- amplitudine situată între -100 dBm și $+13$ dBm (respectiv de la 7 dB μ V până la 120 dB μ V), 80 dBm fiind vizibili pe ecran
- trei nivele de rezoluție a lățimilor de bandă: 9 kHz, 120 kHz, 400 kHz
- domeniu dinamic liber intermodulare 75 dB
- memorare / reapelare
- indicare a amplitudinii în modurile valoare de quasi vârf și medie (quasi - peak, average).
- marker, care va indica valoarea amplitudinii și frecvenței pe afișaj.
- generator de urmărire încorporat care poate fi utilizat la evaluarea caracteristicilor de frecvență ale cuadripolilor pasivi (filtrele).
- interfață RS-232 pentru comunicarea cu un calculator și posibilitatea de imprimare
- soft pentru funcții suplimentare și pentru evaluarea rezultatelor măsurătorilor via PC face parte din analizorul spectral și are următoarele caracteristici:
 - indicare a numerică a valorilor măsurate
 - valori medii, de vârf și cvasi-vârf
 - memorare a spectrelor de referință pentru comparație
 - linii-limită liber definite
 - indicare a depășirilor de semnal
 - factori de corecție pentru antene
 - imprimare a spectrului la o imprimantă
 - funcție "Help".

Softul permite de asemenea setarea valorilor limită de vârf și respectiv de quasi-vârf. Înregistrarea acestora este posibilă datorită celor două detectoare incluse în analizorul spectral.

a. Detectorul de valoare medie

După cum îi sugerează numele, acesta măsoară valoarea medie a anvelopei semnalului. Pentru un semnal continuu, acesta va fi identic cu valoarea sa de vârf, dar un semnal pulsatoriu sau modulat va avea o valoare medie mai mică decât valoarea de vârf. Schema de principiu simplificată și formele de undă asociate detectorului de valoare medie sunt prezentate în Fig. 3.15 (condensatoarele C' reprezintă un filtru video aplicabil opțional pentru o mai bună vizualizare a spectrului de amplitudine a semnalului).

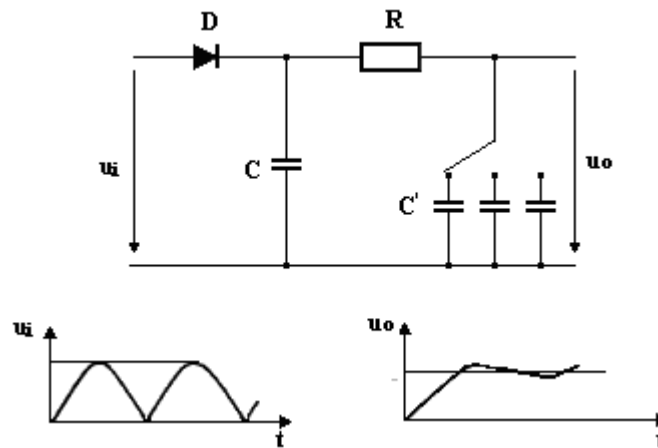


Fig. 3.15 Detectorul de valoare medie

b. Detectorul de valoare de quasi-vârf

Detectorul de valoare de quasi-vârf reprezintă în esență un detector de vârf cu timpi ponderați de încărcare și descărcare, care introduc o corecție legată de percepția subiectiv - umană asupra interferențelor.

Interferențele determinate de impulsurile de rată de repetiție scăzută sunt din punct de vedere subiectiv mult mai puțin supărătoare asupra recepției radio spre exemplu decât cele cu rată de repetiție ridicată. De aceea, răspunsul de quasi-vârf micșorează răspunsul de vârf la frecvențe joase de repetiție. Schema de principiu simplificată a detectorului de quasi-vârf și formele de undă asociate sunt prezentate în Fig. 3.16.

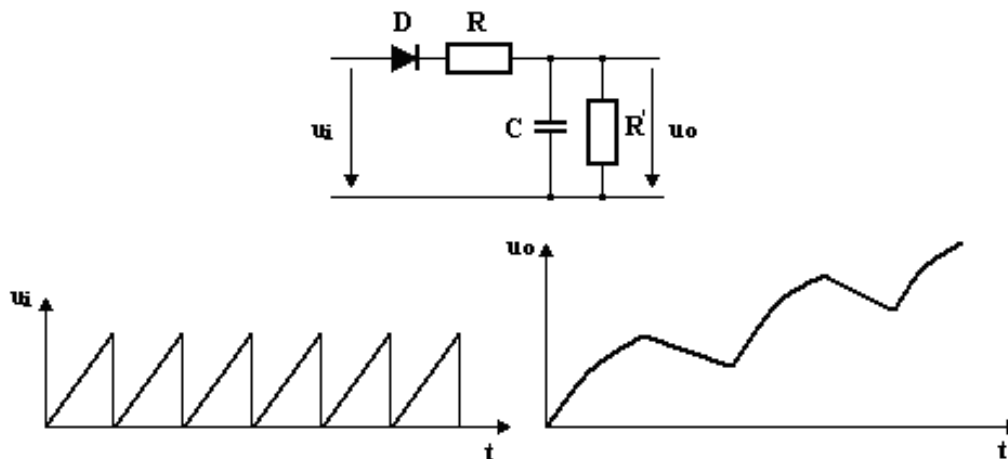


Fig. 3.16 Detectorul de valoare de quasi-vârf

Spectrul continuu al interferențelor conduse în conductorul de linie L , sunt prezentate în Fig. 3.17 (în scară liniară, în care frecvențele înalte sub mai bine observabile), respectiv în Fig. 3.18 (în scară logaritmică în care frecvențele joase sunt mai bine observabile).

Spectrul verde reprezintă valorile instantanee ale spectrului, în timp ce valoarea medie este marcată cu albastru, iar cea de quasi-vârf este marcată cu roșu. Cu aceleași culori sunt marcate valorile limită corespunzătoare standardului EN 55014-1:2006.

Pentru conductorul de neutru N , spectrul este similar motiv pentru care nu a mai fost prezentat.

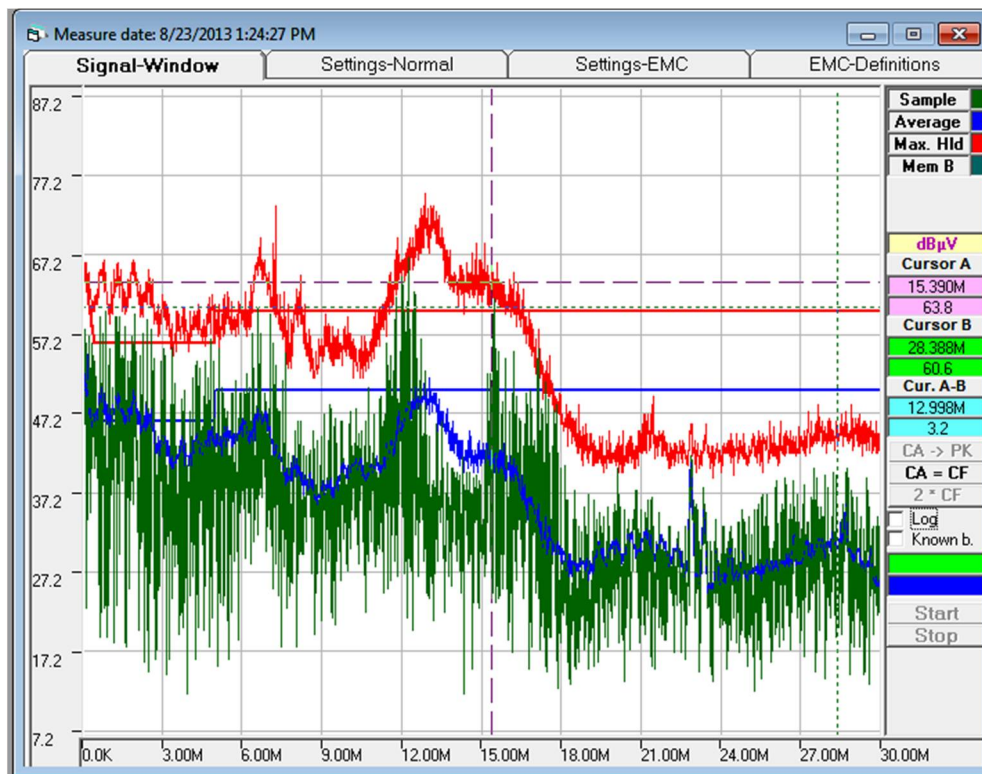


Fig. 3.17 Interferențele conduse introduse de centrala de tratare a aerului (în scară liniară)

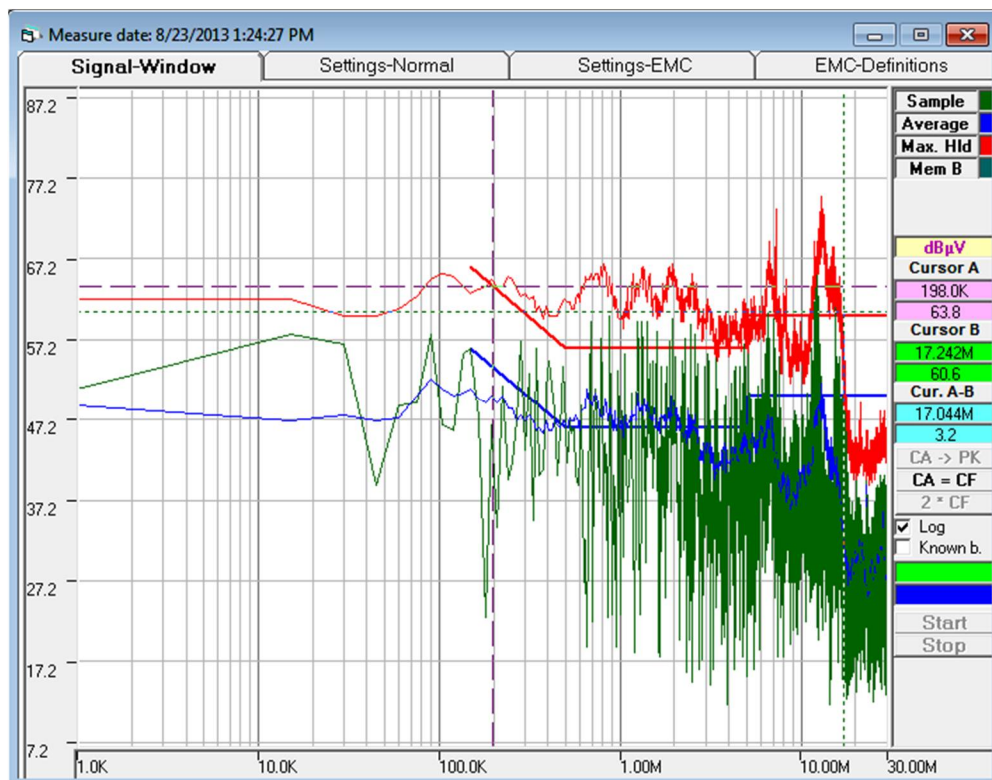


Fig. 3.18 Interferențele conduse introduse de centrala de tratare a aerului (în scară logaritmică)

Se poate observa cu ușurință că atât valoarea medie cât și valoarea de quasi – vârf prezintă depășiri semnificative în raport cu limitele standardizate. Aceste depășiri apar de la frecvențele joase de 198 kHz și se extind până la frecvențe de 17 MHz în special în ceea ce

privește valoarea de quasi – vârf, a cărei maxim în dreptul frecvenței de 12,5 MHz prezintă o depășire de aproape 17 dB μ V în raport cu standardul.

Evident problema emisiilor conduse trebuie soluționată prin adoptarea unor contra - măsuri potrivite.

3.2.2.4 Verificarea imunității la perturbații conduse

Observație preliminară: Parte din testele de verificare a echipamentelor în ceea ce privesc interferențele conduse au fost abordate în teza de doctorat, motiv pentru care nu vor fi reluate în această secțiune. Trebuie însă subliniat faptul că centrala de tratare a aerului a fost supusă și acestor încercări, rezultatele testelor fiind pozitive. Este vorba despre teste conforme cu standardele:

- IEC/EN 61000-4-2 Ediția 2.0: 2008-12 Compatibilitate electromagnetică (CEM) – Partea 4-2: Tehnici de încercare și măsură – **Încercare de imunitate la descărcări electrostatice**, pentru care s-a utilizat echipamentul de testarea la imunitate BEST EMC produs de firma Schaffner Instruments și pistolul ESD corespunzător.
- IEC/EN 61000-4-4 Ediția 3.0: 2012-04 Compatibilitate electromagnetică (CEM) – Partea 4-4: Tehnici de încercare și măsură – **Încercare de imunitate la salve/tranziții de tensiune rapide**, pentru care s-a utilizat echipamentul de testarea la imunitate BEST EMC produs de firma Schaffner Instruments și penseta capacitivă de cuplare corespunzătoare
- IEC/EN 61000-4-5 Ediția 3.0: 2014-05 Compatibilitate electromagnetică (CEM) – Partea 4-5: Tehnici de încercare și măsură – **Încercare de imunitate la unde de șoc**, pentru care s-a utilizat echipamentul de testarea la imunitate BEST EMC produs de firma Schaffner Instruments

Rezultatele testelor trebuie clasificate ținându-se cont de pierderea capacității de funcționare sau degradarea funcționării echipamentului aflat sub test, în raport cu nivelele de funcționare definite de fabricant sau cele solicitate de un utilizator, sau ca urmare a unui acord între producător și client. Standardele de imunitate la compatibilitate electromagnetică condusă recomandă următoarea clasificare pentru raportul de test la imunitate, care este unul calitativ, acesta reprezentând în fapt opinia operatorului de test, care va încadra produsul în una dintre următoarele categorii:

- Funcționare normală în limitele specificate
- Degradarea temporară, pierderea unor performanțe sau chiar oprirea funcționării cu auto recuperare a acestora
- Degradarea temporară, pierderea unor performanțe sau chiar oprirea funcționării; repornirea echipamentului aflat sub test necesită intervenția operatorului sau resetarea acestuia
- Degradarea ireversibilă pierderea unor performanțe sau chiar oprirea funcționării; în această categorie intră și degradarea softului, sau pierderea datelor stocate în echipament.

A. Testul de imunitate la variații de scurtă durată a tensiunii (dip), întreruperi scurte și variații ale tensiunii (IEC/EN 61000-4-11:2004-03)

Această încercare constă în două teste:

- Dip-uri și întreruperi scurte ale tensiunii, care simulează întreruperile scurte ale rețelei de alimentare

- Variații ale tensiunii, care simulează modificări lente ale rețelei de alimentare

Fig. 3.19 prezintă forma de undă a unui dip de 70% pentru 25 de perioade a unei forme de undă sinusoidale.

Fig. 3.20 prezintă specificația standardizată de dip, iar în Fig. 3.21 specificația standardizată de variație a tensiunii. Se disting timpii de descreștere, creștere a tensiunii și durata menținută a tensiunii scăzute.

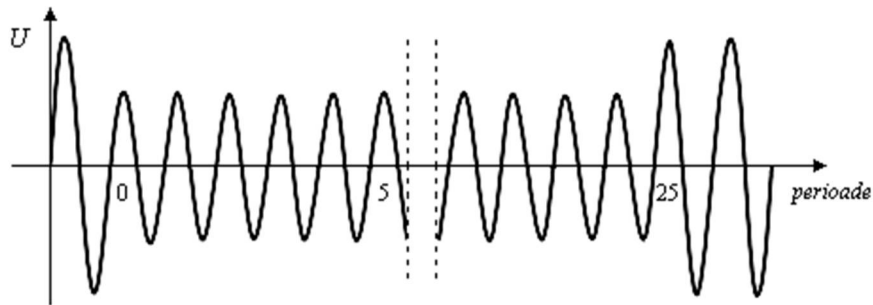


Fig. 3.19 Forma de undă a unui dip de 70% și 25 de perioade

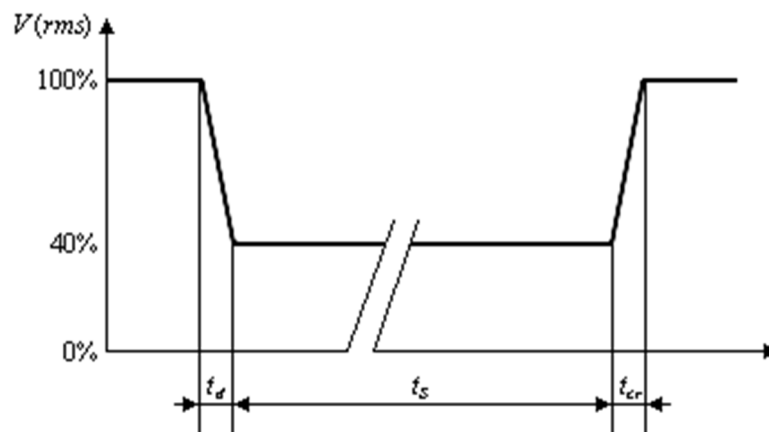


Fig. 3.20 Specificația standardizată a unui dip

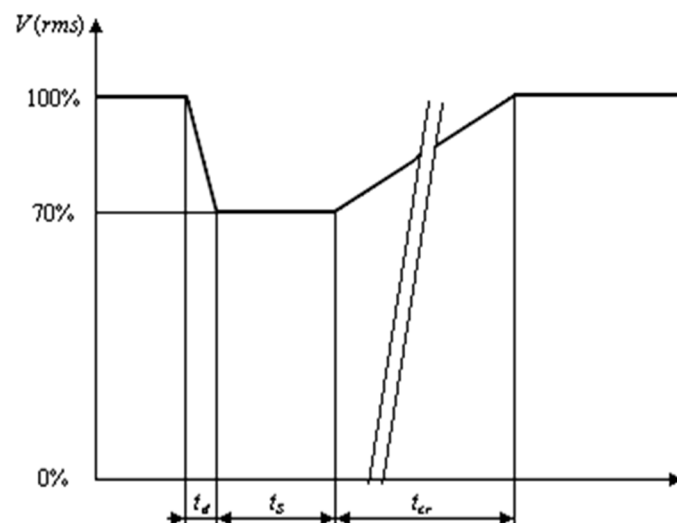


Fig. 3.21 Specificația standardizată a variației tensiunii

În Fig. 3.22 se prezintă interfața nivelelor de test, care permite rularea testului atât pentru sisteme monofazate cât și trifazate. Pentru sistemele trifazate se poate efectua testul atât pentru tensiunile de fază cât și pentru tensiunile între faze.

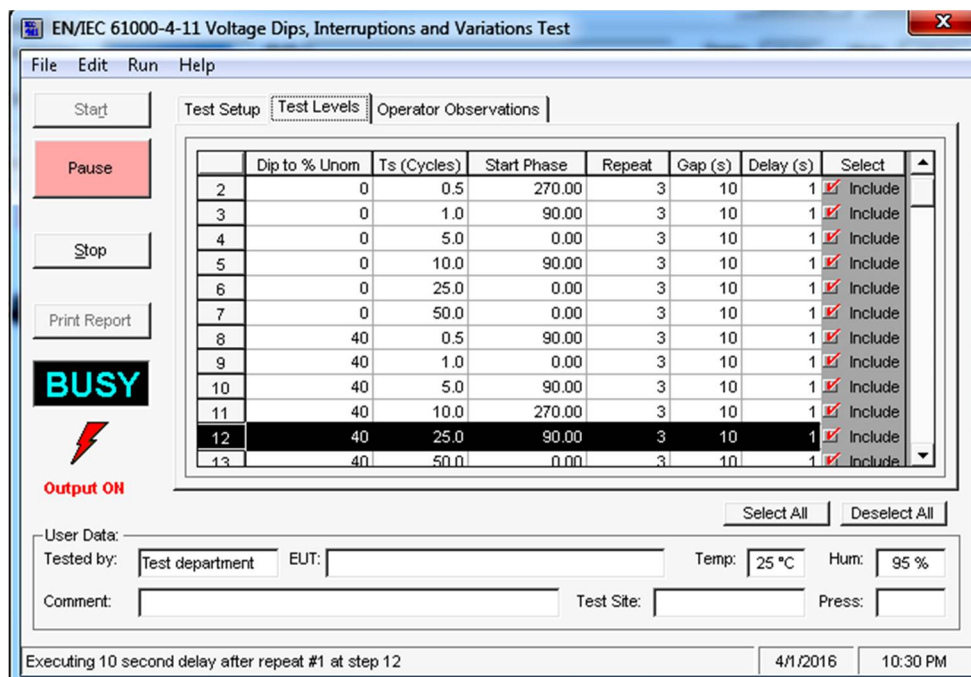


Fig. 3.22 Fereastra nivelelor de test pentru imunitate la dip-uri

B. Testul de imunitate în joasă frecvență la armonice și inter-armonice, inclusiv la semnalelor transmise prin rețeaua electrică de curent alternativ (IEC/EN 61000-4-13:2009-07)

Nivelele de test sunt reprezentate de tensiunea armonică specificată ca și procent din tensiunea fundamentală. Acestea sunt tabelate în standard, fiind încadrate în trei clase de mediu electromagnetic, în conformitate cu standardul IEC/EN 61000-2-4.

În clasa 1 sunt încadrate echipamentele foarte sensibile la perturbațiile pe liniile de alimentare, cum sunt instrumentația tehnologică de laborator, anumite automatizări și echipamente de protecție, anumite calculatoare, etc. În această clasă sunt cuprinse echipamentele care necesită în mod normal protecție electromagnetică, cum ar fi UPS-urile sau filtrele.

Clasa 2 de mediu electromagnetic se aplică punctelor comune de cuplare ale consumatorilor din mediul industrial. Nivelele de compatibilitate ale acestei clase sunt identice cu cele ale rețelelor publice.

Clasa 3 se aplică PIC-urilor din mediul industrial. Prin PIC (engl. IPC in-plant point of coupling) sau **punct intern de cuplare**, standardul se referă la punctul aflat din punct de vedere electric cel mai aproape de o anumită sarcină, situată într-o rețea privată de distribuție a energiei sau în interiorul unei instalații, în care ar putea fi racordate și alte sarcini. În mod obișnuit, PIC-ul reprezintă punctul în care se studiază compatibilitatea electromagnetică. Clasa 3 are nivelele de compatibilitate mai ridicate decât cele ale clasei 2. De exemplu, această clasă este luată în considerare în cazul unor situații ca cele de mai jos:

- majoritatea sarcinilor sunt alimentate prin convertoare de putere
- sunt prezente echipamente de sudură
- există motoare de puteri importante care sunt supuse unor regimuri de funcționare cu porniri și opriri frecvente
- valoarea sarcinii totale a mediului electromagnetic este supusă unor variații rapide.

Din fereastra principală de test pentru standardul IEC/EN 61000-4-13 (Fig. 3.23) se pot observa principalele teste care se aplică în acest caz. De reținut că pe timpul tuturor testelor valoarea rms a tensiunii de test trebuie să rămână constantă.

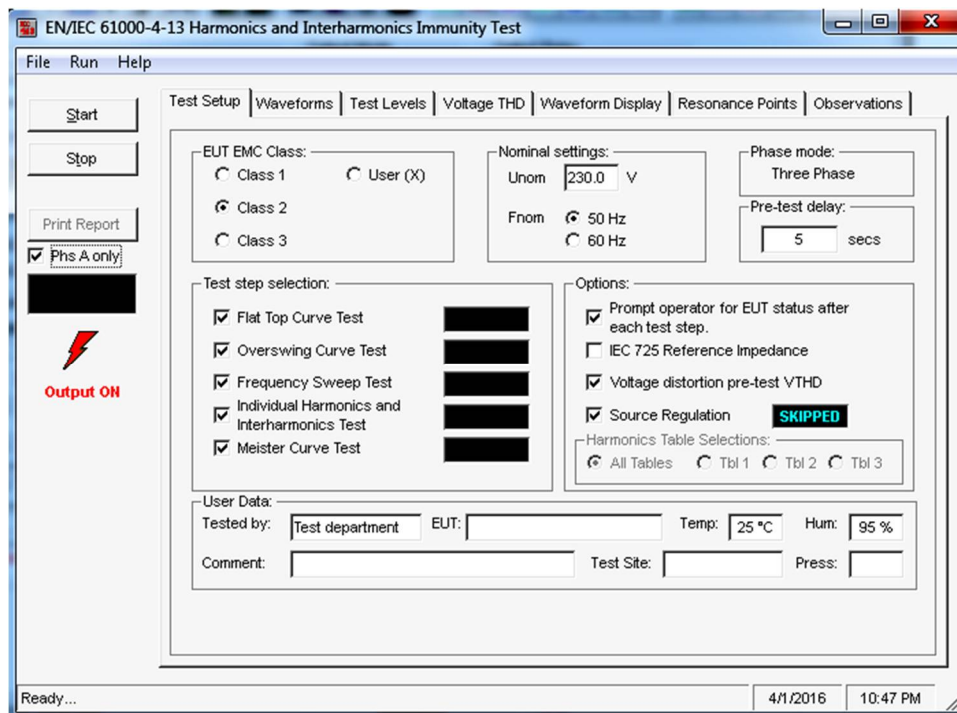


Fig. 3.23 Fereastra de test pentru standardul IEC/EN 61000-4-13

a. testul de imunitate la aplicarea curbei aplatizate (Fig. 3.24)

Forma de undă a testului constă din trei porțiuni:

- prima porțiune înseamnă o creștere la 95% din valoarea de vârf pentru clasa 1, la 90% din valoarea de vârf pentru clasa 2 și la 80% pentru clasa 3.
- porțiunea mediană este caracterizată de tensiune constantă
- porțiunea finală este echivalentă cu prima, urmând forma unui funcții sinusoidale.

b. testul de imunitate la aplicarea curbei supra-oscilante,

Testul reprezintă o superpoziție a fundamentalei și a armonicilor de ordinul trei și cinci în anumite proporții, evident de așa manieră încât valoarea rms a formei de undă să rămână mereu la aceeași valoare.

Fig. 3.24 reprezintă fereastra formelor de undă în care sunt prezentate cele două forme de undă prezentate anterior, împreună cu parametrii lor caracteristici (timpii în care acționează și timpii de pauză, proporțiile armonicilor și fazele acestora).

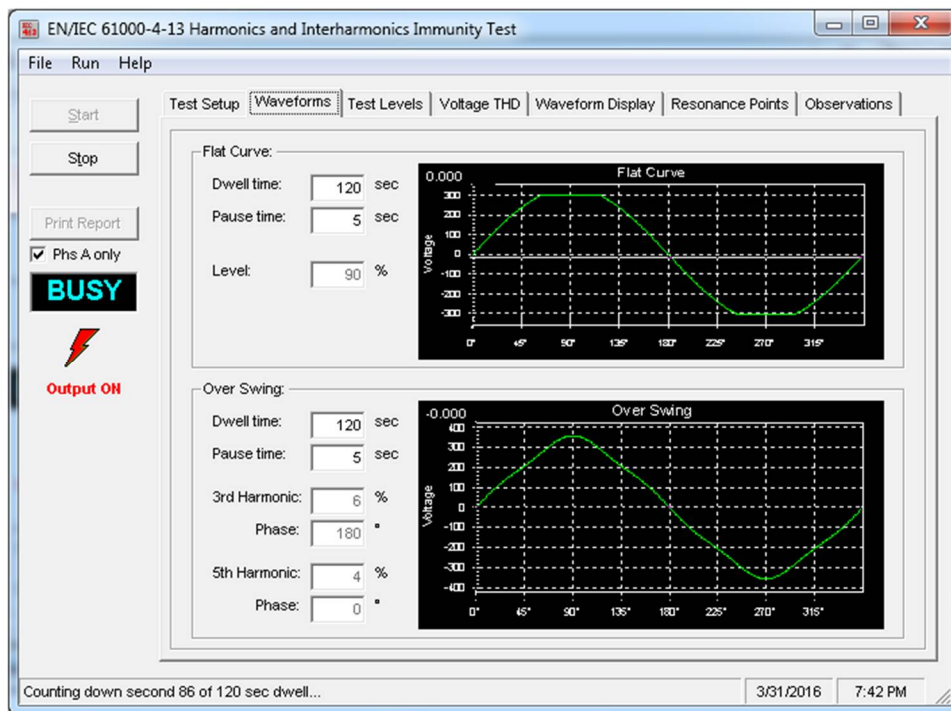


Fig. 3.24 Forme de undă de test conform standardului IEC/EN 61000-4-13

c. testul de imunitate la baleiajul frecvenței

În Fig. 3.25 se prezintă un exemplu de test standardizat de baleiere a frecvenței.

$U_h\%$ reprezintă procentul de armonice suprapus peste fundamentală, f_1 fiind frecvența fundamentalei.

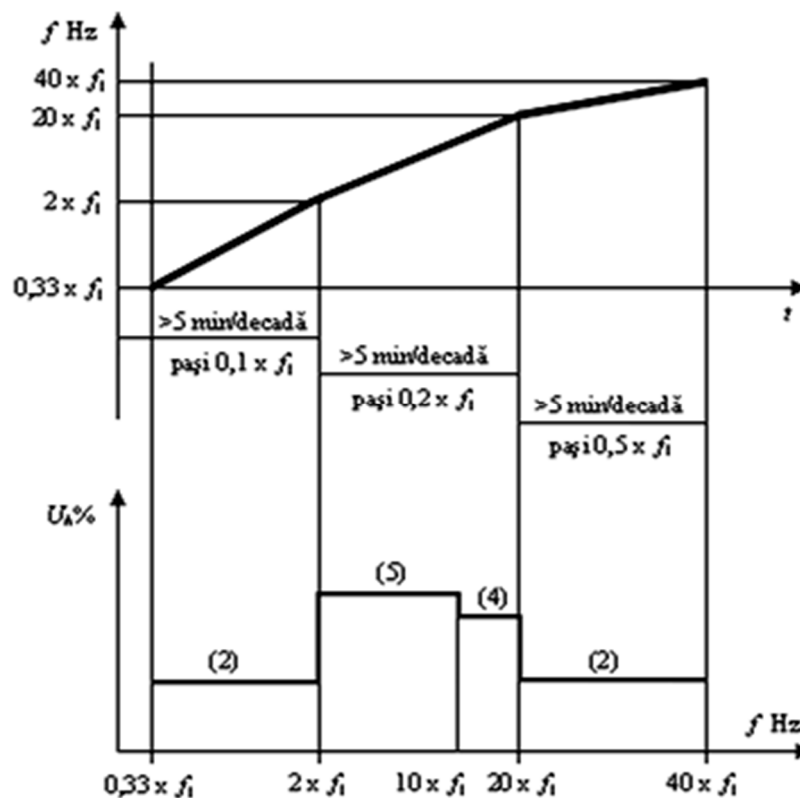


Fig. 3.25 Exemplu de test standardizat de baleiere a frecvenței

d. testul de imunitate la aplicarea de armonice inter-armonice individuale

În Fig. 3.26 se prezintă specificația standardizată a unui astfel de test de imunitate.

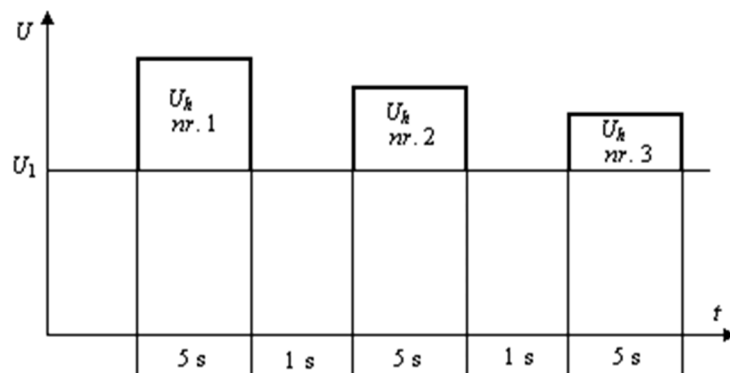


Fig. 3.26 Specificație standardizată de test de imunitate la armonice și inter-armonice individuale

Testul se desfășoară pentru gama de frecvențe de la dublul fundamentalei până la patruzeci de ori frecvența fundamentalei. Fiecare frecvență, suprapusă peste fundamentală, se aplică timp de 5 s, durata de pauză fiind de 1 s. De reținută că pe tot timpul aplicării acestor teste valoarea rms a tensiunii trebuie să rămână constantă.

e. testul de imunitate la aplicarea curbei Meister

Este propriu echipamentelor din clasa 2, fiind similar celui de baleiaj al frecvenței.

Obs. Testul de imunitate conform standardului IEC/EN 61000-4-13 permite verificarea existenței punctelor de rezonanță de curenți în echipamentul aflat sub test. În conformitate cu standardul punct de rezonanță a curenților este considerat acel punct în care o armonică sau o inter-armonică a curentului atinge o valoare maximă la o anumită tensiune armonică constantă și o anumită frecvență f_{rez} , după care amplitudinea armonică de curent scade cu 3 dB în plaja de frecvență imediat următoare, respectiv de la f_{rez} la $1,5 f_{rez}$. Un astfel de fenomen de rezonanță poate determina perturbații termice importante. În practică astfel de fenomene apar la frecvențe relativ ridicate.

În tabelele 1 și 2 se prezintă extras din printul raportului de test realizat pentru încercarea de imunitate conformă cu standardul 61000-4-13.

Tabelul 2 prezintă fenomenul de rezonanță a curenților menționat mai sus. Se poate observa că apare o singură frecvență de rezonanță la frecvența de 1394 Hz, care reprezintă o frecvență inter-armonică situată între armonicile de ordin 27 și 28.

Testul de imunitate aplicat în conformitate cu standardul IEC/EN 61000-4-13 este unul de maximă importanță, fiind obligatoriu în evaluarea calității energiei electrice.

C. Testul de imunitate la fluctuații de tensiune pentru echipamente ale căror curent de intrare este ≤ 16 A/fază (IEC/EN 61000-4-14:2009-08)

În Fig. 3.27 se prezintă fereastra principală de test care constă într-o serie de fluctuații ale tensiunii, similare celor întâlnite în rețelele publice.

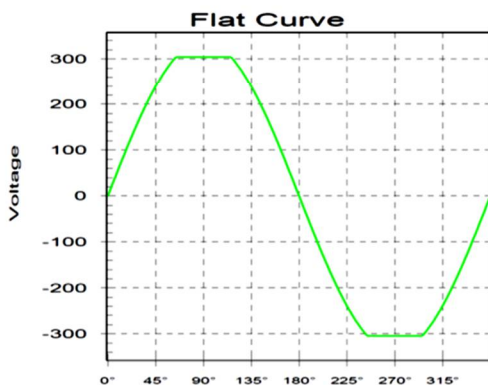
Obiectivul testului constă în evaluarea imunității unui produs la astfel de fluctuații.

Fluctuațiile tensiunii sunt aplicate la diferite nivele pentru diferitele categorii de produse. Operatorul testului trebuie să determine clasa produsului și să selecteze nivelele de test potrivite.

Secvența de test poate fi programată prin setarea tensiunii nominale în %, nivelele de test reprezentând procente din tensiunea nominală, a numărului de repetări și întârzierea între fiecare set de nivele de test.

Tabelul 1

California Instruments Compliance Test System			
EN 61000-4-13 Test Report		Page 1 of 5	
Program version:	AC Source CIGuiSII; 2.2.0.4 - May 30, 2008		
AC Source information:	Model = 15003iX, Serial no.=		
IEC TEST RESULT:	PASS		
Time test started:	Friday, April 01, 2016 10:50:55 PM		
Time test completed:	Friday, April 01, 2016 10:56:39 PM		
Selected test file:	Class2_50Hz.413		
Selected test type:	Voltage Harmonics & Interharmonics test - Class 2		
Test operator:	Test department		
EUT description:			
User Comment:			
Test Site:		Ambient Temperature:	25 °C
Humidity:	95 %	Pressure:	
TEST CONDITIONS:			
Nominal voltage (Un):	230.0 Vrms, Phase B	TEST RESULT	
Nominal freq. (Fn):	50.0 Hz.	-----	
Flat Top Curve Test:	SELECTED	PASS	
Overswing Curve Test:	SELECTED	PASS	
Frequency Sweep Test:	SELECTED	PASS	
Individual Harmonics and Interharmonics Test:	SELECTED	PASS	
Meister Curve Test:	SELECTED	PASS	
TEST OPTIONS:			
Prompt operator for EUT status after each test step.:	SELECTED		
IEC 725 Reference Impedance:	NOT SELECTED		
Voltage distortion pre-test VTHD:	SELECTED		
Source Regulation:	SELECTED		
Flat top curve		Overswing curve	
Dwell time =	120.0 sec	Dwell time =	120.0 sec
Pause time =	5.0 sec	Pause time =	5.0 sec
Level =	90.0 %	Harmonic 3 =	6.0 %
		Phase 3 =	180.0 °
		Harmonic 5 =	4.0 %
		Phase 5 =	0.0 °



Observations:

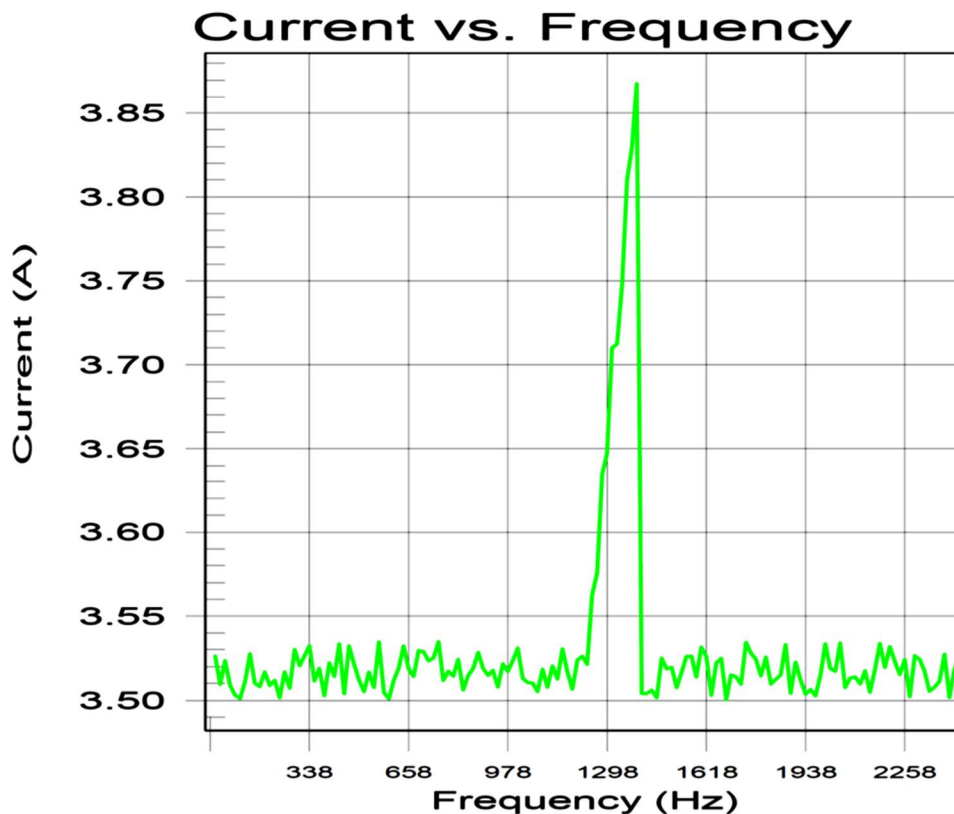
California Instruments

Printed on: 4/1/2016 10:56:49 PM

Page 1

Tabelul 2

California Instruments Compliance Test System		
EN 61000-4-13 Test Report		Page 5 of 5
IEC 413 RESONANCE DATA FOUND		
Res. Point	Frequency (Hz)	Current (A)
1	1394.0	3.868
2	0.0	0.000
3	0.0	0.000
4	0.0	0.000
5	0.0	0.000
6	0.0	0.000
7	0.0	0.000
8	0.0	0.000
9	0.0	0.000
10	0.0	0.000



Testul se poate aplica tuturor echipamentelor destinate conectării la rețelele publice, la cele industriale și instalațiilor electrice sensibile la acest tip de perturbații.

Echipamentul supus testului funcționează inițial la tensiune de alimentare constantă înainte de a fi supus treptelor de tensiune conform Fig. 3.28.

Tensiunea inițială este fixată la valorile: U_N , $U_N - 10\% U_N$, $U_N + 10\% U_N$, în care U_N este tensiunea nominală.

Amplitudinea treptelor de tensiune este aleasă după cum urmează:

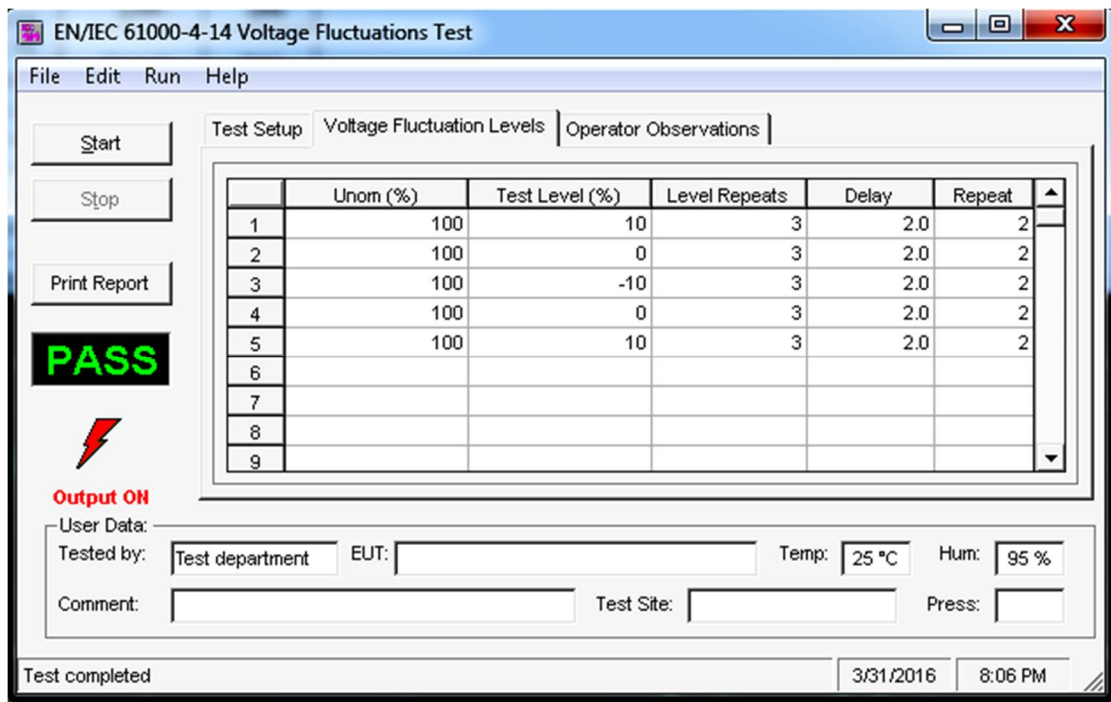


Fig. 3.27 Fereastra de test IEC/EN 61000-4-14

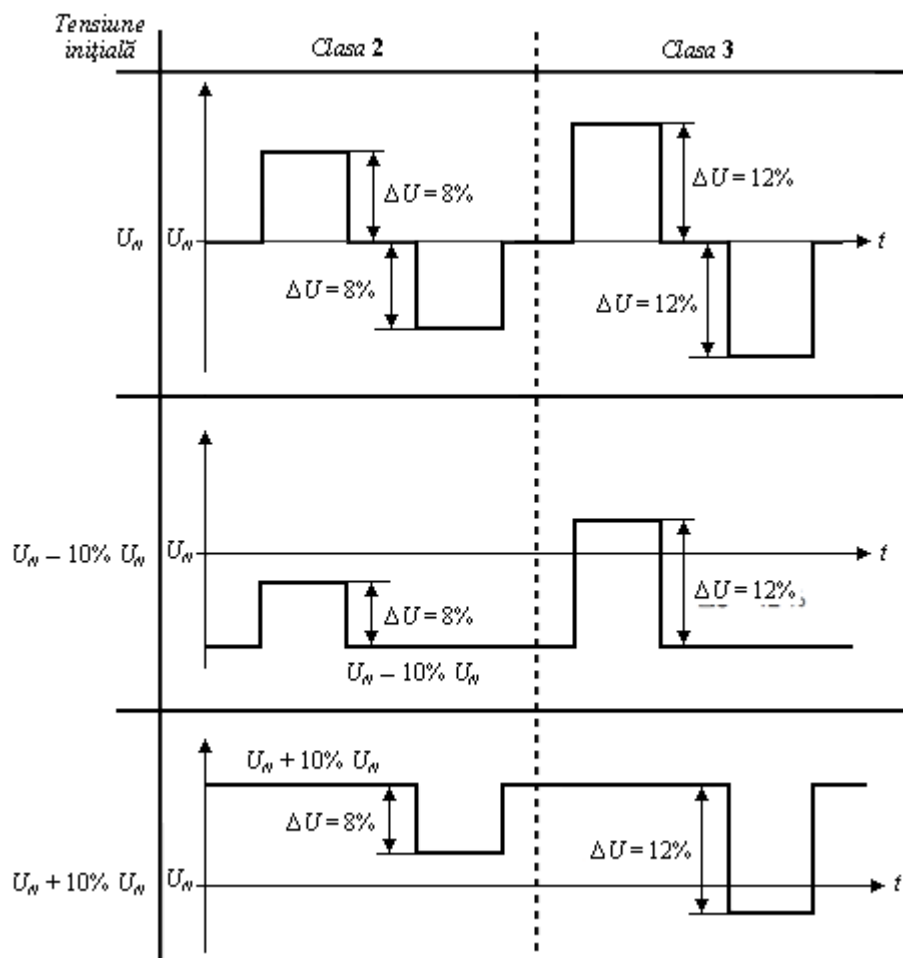


Fig. 3.28 Diagrama de test conform standard IEC/EN 61000-4-14

Clasa 1 nu necesită testul.

Clasa 2: $\Delta U = 8\% U_N$ pentru echipamentele destinate rețelelor publice sau altor rețele slab perturbate.

Clasa 3: $\Delta U = 12\% U_N$ pentru echipamentele utilizate în rețele puternic perturbate, respectiv în rețele industriale.

În Fig. 3.29 se prezintă o secvență de test specifică standardului. Perioada de repetiție a fluctuațiilor este de 5 s, numărul de repetiții este trei, întârzierea fiind de min. 60 s. De asemenea se poate observa că exemplul se referă la un test pentru clasa 2.

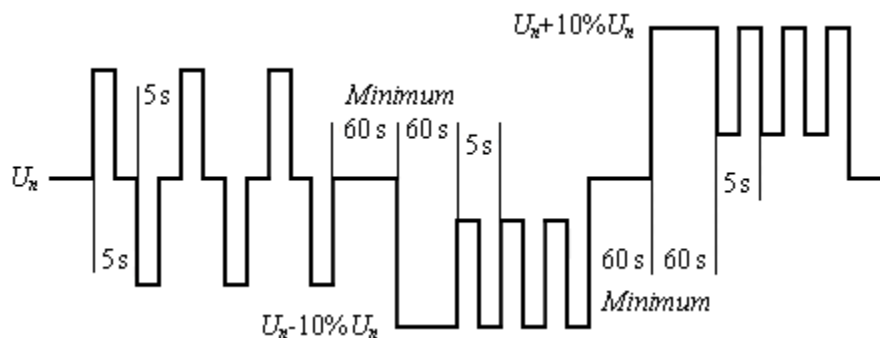


Fig. 3.29 Exemplu de aplicare succesivă a fluctuațiilor de tensiune

D. Testul de imunitate la variațiile frecvenței pentru echipamente ale căror curent de intrare <16 A/fază (IEC/EN 61000-4-28:2009-04)

Obiectivul acestui test constă în analiza variației frecvenței de alimentare asupra echipamentelor electrice sau electronice care ar putea fi sensibile la perturbații. Efectele acestor perturbații sunt în general instantanee.

Frecvența curentului alternativ provenind din rețelele publice de alimentare este legată direct de viteza de rotație a generatoarelor. Aceasta depinde în fiecare moment de echilibrul dinamic între sarcini și capacitatea de generare a furnizorului de utilități. În consecință, când acest echilibru dinamic variază în timp, apar ușoare variații ale frecvenței tensiunii de alimentare. Valoarea și durata acestor modificări depind de caracteristicile sarcinilor variabile și de răspunsul furnizorului la acestea. Când alimentarea este făcută printr-un inverter independent, frecvența este obținută printr-un circuit de comandă și în consecință este fixă.

Frecvența în rețelele publice este în general dată de distribuitor, sau este legiferată, fiind permisă o variație într-o bandă redusă în jurul frecvenței nominale. Pe de altă parte în rețelele neinterconectate (rețele de mici dimensiuni cum sunt insulele), variațiile frecvenței pot fi mai importante și în consecință ar putea avea și consecințe pe măsură asupra echipamentelor conectate la acestea.

Variațiile frecvenței pot avea efecte asupra sistemelor de comandă bazate pe o referință temporală (erori de măsură, pierderea sincronizării, etc.), sau asupra echipamentelor care înglobează filtre pasive, în sensul dezacordării acestora.

Testul se efectuează la tensiunea nominală a rețelei de alimentare. Echipamentul aflat sub test funcționează inițial la frecvența rețelei f_1 , fiind supus unei secvențe de variație a

frecvenței în conformitate cu Fig. 3.30. Raportul $\Delta f/f_1$ este specificat ca procent din frecvența nominală.

În Fig. 3.31 se prezintă fereastra de test de imunitate la variația frecvenței.

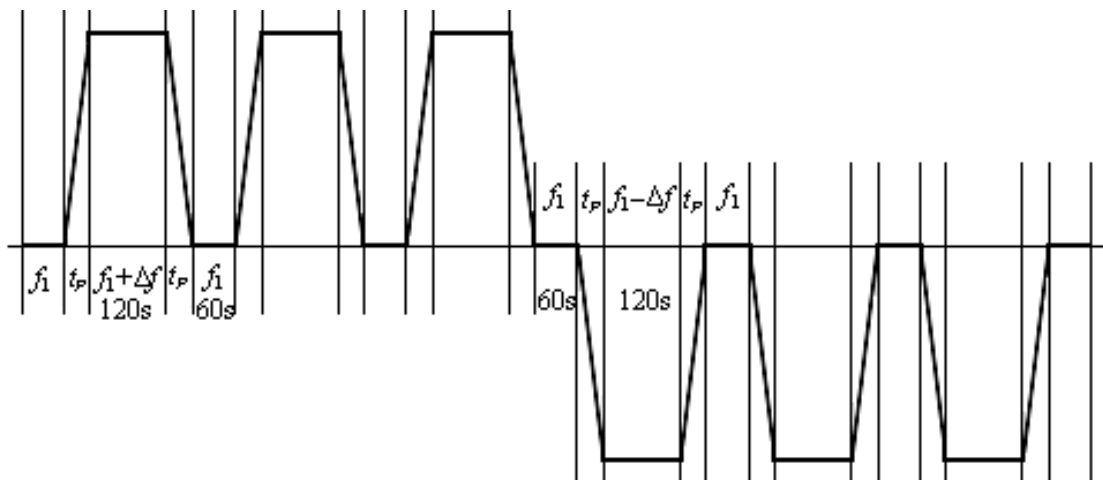


Fig. 3.30 Secvența standardizată de test de frecvență variabilă

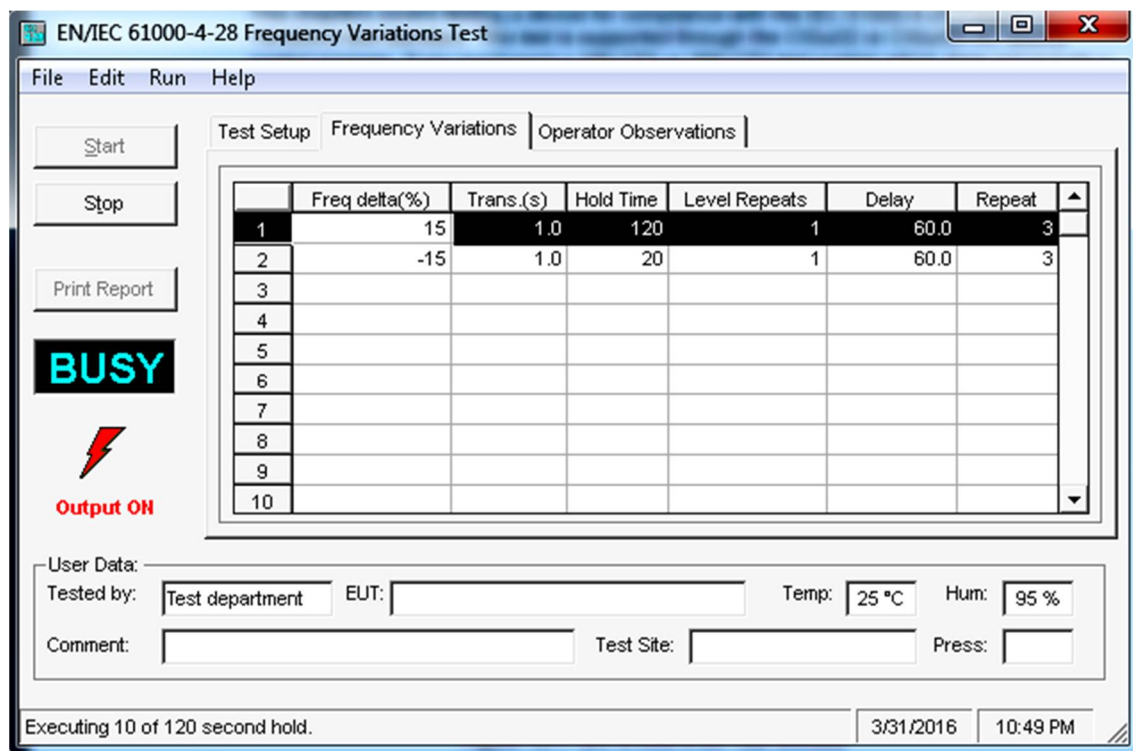


Fig. 3.31 Fereastra de test de imunitate la variația frecvenței.

Valorile de test sunt tabelate (vezi tabelul 3).

Pe timpul tranziției, t_P , modificarea maximă a frecvenței în fiecare perioadă nu trebuie să fie mai mare decât $0,5\% f_1$ (vezi Fig. 3.32).

Nivelele 1 și 2 sunt specificate pentru echipamente corespunzătoare claselor 1 și 2 conform standardului IEC/EN 61000-2-4.

Nivelele 3 și 4 sunt specificate pentru echipamente ale căror funcționare defectuoasă este critică pentru anumite aplicații. Nivelul 3 este specificat pentru rețele interconectate, iar nivelul 4 este specificat pentru rețele independente.

X reprezintă un nivel de test deschis.

Tabelul 3

Nivele de test pentru variația frecvenței

Nivelele de test	Variația frecvenței $\Delta f/f_1$	Durata tranziției t_P
1	nu necesită test	nu necesită test
2	$\pm 3\%$	10 s
3	+4% -6%	10 s
4	$\pm 15\%$	1 s
X	la latitudinea operatorului	la latitudinea operatorului

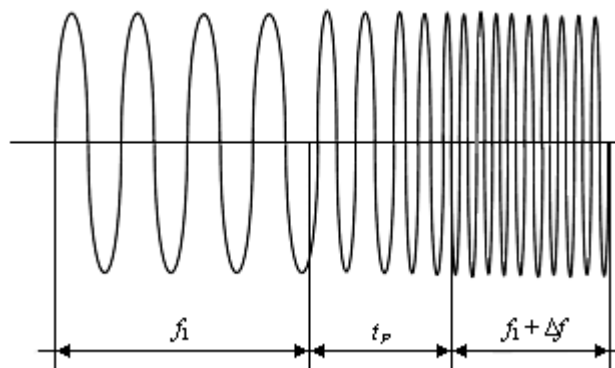


Fig. 3.32 Formă de undă a tranziției frecvenței

În urma testelor de imunitate efectuate s-au înregistrat următoarele rezultate:

1. Funcționare normală în limitele specificate:

- încercarea la descărcare electrostatică (EN 61000-4-2),
- încercarea la unde de șoc (EN 61000-4-5),
- încercarea la armonice, inter-armonice inclusiv la semnalele transmise în rețeaua de curent alternativ (EN 61000-4-13),
- încercarea la fluctuații de tensiune pentru echipamente ale căror curent de intrare nu depășește 16 A pe fază (EN 61000-4-14)
- încercarea la variația frecvenței de alimentare pentru echipamente cu curent de intrare care nu depășește 16 A/fază (EN 61000-4-28)

2. Degradarea temporară, pierderea unor performanțe sau chiar oprirea funcționării cu auto recuperare a acestora

- imunitate la scăderi ale tensiunii (dip-uri), întreruperi scurte și variații ale tensiunii (EN 61000-4-11)

3. Degradarea temporară, pierderea unor performanțe sau chiar oprirea funcționării; repornirea echipamentului aflat sub test necesită intervenția operatorului sau resetarea acestuia:

- încercare la salve/tranziții de tensiune rapide (EN 61000-4-4)
- 4. **Degradarea ireversibilă pierderea unor performanțe sau chiar oprirea funcționării; în această categorie intră și degradarea softului, sau pierderea datelor stocate în echipament.**

Concluzie: testele de armonice de curent, de emisii conduse, de imunitate la salve/tranziții rapide de tensiune necesită măsuri anti-perturbative.

În urma experienței prealabile a autorului în acest domeniu, în capitolul următor se va încerca o metodă de filtrare anti - perturbativă care utilizează un filtru EMI de rețea monofazat.

Bibliografia capitolului

1. **M. I. Buzdugan**, H. Bălan, Are Electromagnetic Compatibility and Power Quality Dichotomous? in Manuel Perez Donsion, Mircea Ion Buzdugan (editors), Power Quality, Cambridge Scholars Publishing, London, 2016, ISBN-13: 978-1-4438-9493-7
2. **M. I. Buzdugan**, H. Bălan, Power Quality versus Electromagnetic Compatibility in Adjustable Speed Drives - International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'13) Bilbao (Spain), 20 th to 22 th March, 2013 Renewable Energy and Power Quality Journal (RE&PQJ) ISSN 2172 -038 X, No.11, March 2013, Google Scholar
3. **M. Buzdugan**, H. Bălan, EMI Filtering of Air Handling Units, Bulletin of the Transilvania University of Brașov CIBv 2015 • Vol. 8 (57) Special Issue No. 1 – 2015
4. **M. I. Buzdugan**, H. Bălan, T. I. Buzdugan, Power Quality Issues in Brushless DC Adjustable Speed Drives - International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'14) Cordoba (Spain), 8 th to 10 th April, 2014 Renewable Energy and Power Quality Journal (RE&PQJ) ISSN 2172 -038 X, No.12, April 2014
5. **Buzdugan, Mircea Ion**; Simion, Emil E.; Buzdugan, Tudor Ion, An Electromagnetic Interference Problem via the Mains Distribution Networks, Advances in Electrical and Computer Engineering, Volume: 7, Issue: 2, Pages: 59-62, Published: 2007
6. **Buzdugan, M. I.**; Balan, H.; Munteanu, R.; Munteanu RA, A Practical Procedure in Assessing Power Quality in Power Converters, 7th International Conference on Management of Technological Changes Location: Alexandroupolis, GREECE Date: SEP 01-03, 2011, Book 1 Pages: 481-484 Published: 2011
7. Balan, H., **Buzdugan, M.I.**, Botezan, A., Munteanu, R.A., Karaissas, P., Psomopoulos, C., Testing wind variable speed driving systems for conducted interferences, SPEEDAM 2012 - 21st International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 565-570, SCOPUS, IEEE
8. **Mircea Ion Buzdugan** – Elemente de calitatea energiei electrice și compatibilitate electromagnetă – Editura MEDIAMIRA, 2016, ISBN 978-606-737-164-2;

4. Măsurile anti-perturbative pe liniile de distribuție de joasă tensiune

4.1 Introducere

Măsura anti - perturbativă cea mai utilizată constă în filtrarea semnalelor parazite conduse, incapabilă să elimine total zgomotul condus înspre și dinspre un echipament, dar care poate conduce la atenuarea perturbațiilor la un nivel impus de standarde pentru satisfacerea compatibilității electromagnetice.

Dacă un filtru conține elemente disipative (rezistoare sau componente de ferită), energia semnalelor perturbative poate fi absorbită și disipată în interiorul filtrului. Dacă însă elementele sunt predominant reactive, energia este reflectată înapoi spre sursă urmând să se disipeze în altă parte a sistemului.

Aceasta este una dintre caracteristicile distinctive ale proiectării filtrelor EMI în raport cu filtrarea convențională a semnalelor, unde reflexia semnalului este un fenomen nedorit și de evitat, în general filtrele de semnal, trebuind să fie cât mai disipative posibil în banda interzisă.

În EMC a filtra înseamnă aproape întotdeauna a filtra trece-jos, scopul fiind acela de atenuare a componentelor de înaltă frecvență

Convențional filtrele, inclusiv filtrele EMI, sunt specificate pentru o impedanță de ieșire de 50Ω la fiecare extremitate, valoare convenabilă pentru măsurători și acceptată de standardele *RF*.

În aplicațiile reale impedanța liniei și impedanța sarcinii sunt complexe și cel mai probabil necunoscute la frecvența la care trebuie suprimate perturbația. Dacă una dintre ele sau amândouă au componentă reactive importante, pot genera rezonanțe capabile chiar să convertească la anumite frecvențe o atenuare de inserție într-o amplificare de inserție.

Impedanțele de mod diferențial sunt predictibile numai în situația în care componentele sursei și sarcinii sunt corect caracterizate în radiofrecvență, dar impedanțele de mod comun de tipul celor prezente în cabluri sau reactanțele de scăpări spre structurile mecanice ale echipamentelor sunt de regulă impredictibile. Practic s-a constatat că cele mai multe cabluri au o impedanță de mod comun între $100 - 400 \Omega$, cu excepția rezonanței, de aceea de regulă se adoptă o valoare intermediară de 150Ω .

De asemenea, datorită comportării diferite în frecvență a componentelor, un filtru tipic utilizând componente discrete va începe să piardă din performanțele sale peste o anumită frecvență determinată de elementele parazite. Cu cât componentele au dimensiuni fizice mai mari cu atât această frecvență va fi mai joasă.

Disponerea componentelor în interiorul filtrului însuși este și ea importantă, componentele de intrare și de ieșire trebuind să fie bine separate una de cealaltă pentru asigurarea unei capacități de cuplaj minime, în timp ce toate traseele și în particular cel de masă trebuie să fie scurte și substanțiale. Dacă există mai multe componente cu caracter inductiv, ele trebuie să fie proiectate și poziționate astfel încât cuplajul magnetic între ele (prin fluxul de scăpări) să fie minim.

4.2 Filtre pasive EMI pentru rețeaua de joasă tensiune

Filtrele EMI destinate porturilor de alimentare de la rețeaua de joasă tensiune s-au dezvoltat ca o specie separată, fiind disponibile în multe forme fizice și electrice, în funcție de producător. Motivele pentru dezvoltarea acestor blocuri sunt:

- concentrarea standardelor obligatorii pentru emisii conduse asupra porturilor de rețea;
- posibilitatea montării ulterioare a unor astfel de filtre;
- satisfacerea condițiilor de electrosecuritate impuse;
- nefamiliarizarea multor proiectanți de echipamente cu specificul din înalta frecvență.

De fapt, piața filtrelor EMI de rețea a apărut odată cu introducerea reglementărilor asupra emisiilor conduse, coroborată cu creșterea popularității surselor de alimentare în comutație.

Din punct de vedere istoric a existat tendința ca asigurarea compatibilității electromagnetice să fie văzută ca o filozofie ulterioară producerii echipamentelor și nu puține au fost situațiile în care o simplă introducere ulterioară a unui filtru de rețea a reușit să aducă produsul în limitele admise, ceea ce a condus la dezvoltarea pieței filtrelor de rețea.

Chiar și în ziua de astăzi, când în mod normal preocuparea pentru asigurarea compatibilității electromagnetice ar trebui să apară încă din faza de concepție a unui produs, piața filtrelor EMI destinate rețelei de joasă tensiune este în plină expansiune, dovadă multitudinea de firme care le produc.

Deosebirea esențială între filtrele de semnal și filtrele EMI constă în aceea că dacă primele lucrează pe adaptare de impedanță pentru a obține transfer maxim de putere în banda admisă și disipează energia perturbațiilor în interiorul lor, filtrele EMI lucrează mai degrabă prin dezadaptare în banda frecvențelor care trebuie respinse și aceste perturbații sunt reflectate în linia de alimentare și respectiv înapoi înspre produs.

Cei mai mulți producători de filtre EMI proiectează numai filtre trece-jos necesare pentru a obține atenuarea impusă a EMI. Foarte rar aceștia construiesc filtre trece bandă sau alte filtre convenționale.

Tehnologia utilizată în filtrele convenționale sau standard diferă și ea de cea utilizată în filtrele EMI. Proiectarea filtrelor EMI este foarte laxă în comparație cu cea utilizată pentru filtrele convenționale. Valorile componentelor filtrelor EMI sunt foarte flexibile, astfel încât proiectantul poate folosi valori standard. Aceste filtre sunt ajustate numai pentru a întruni specificația de atenuare de inserție impusă, presupunând restul specificațiilor ca fiind realizate automat.

Limbajul vorbit de cele două grupuri de specialiști este de asemenea diferit. Proiectanții de filtre de semnal vorbesc adesea de poli, zerouri, întârziere de grup, predistorsiune, atenuare și ordinul filtrului. Proiectanții de filtre EMI gândesc în termeni de atenuare, atenuare de inserție, căderea de tensiune pe filtru, creștere de tensiune pe filtru, și numărul de etaje de filtrare pentru a realiza atenuarea de inserție dorită.

Deși sursele de putere pot avea armonici, puterea care ajunge prin filtru la un echipament este restricționată la frecvența fundamentală. Astfel răspunsul plat în frecvență, distorsiunile de fază mici sau riplul mic vârf la vârf prin banda filtrului nu reprezintă o problemă reală, deoarece aceste armonici de pe liniile de forță nu furnizează putere sarcinii astfel că

proiectanții de filtre EMI nu sunt preocupați de acestea. Ca rezultat, aceștia nici nu trebuie să cunoască termeni ca întârziere de grup, riplu sau distorsiuni de fază.

Pentru a rezuma, ceea ce se cere de la un filtru convențional sau unul de undă, este total diferit în raport cu ceea ce se cere de la un filtru EMI. Tehnologiile sunt complet diferite, valorile componentelor filtrelor convenționale fiind critice și impunându-se adesea acordarea filtrelor, ceea ce la filtrele EMI reprezintă excepții.

Clasificarea filtrelor EMI după parametrii utilizați în teoria clasică a filtrelor (frecvență de tăiere, lățime de bandă, factor de calitate, modificare de fază etc.), este absolut nerelevantă pentru scopurile compatibilității electromagnetice, deoarece definirea și calculul acestor parametri presupun cunoașterea impedanței sursei și sarcinii, aceste informații de cele mai multe ori lipsind și făcând practic imposibilă calcularea parametrilor filtrelor precum și modelarea eficientă a acestora.

Proiectarea filtrelor EMI reprezintă o problemă relativ complicată cel puțin din următoarele patru motive:

1. până acum nu s-a definit o metodă de proiectare clară
2. impedanțele de intrare și de ieșire nu sunt constante în banda de frecvențe de interes; impedanțele sunt cel mult intuite, deoarece măsurătorile sunt costisitoare și de aceea rar repetabile
3. metoda de măsură a atenuării de inserție influențează metoda de proiectare.

Specificațiile în vigoare impun teste pentru impedanțe de sursă și sarcină de 50 Ω. În această situație vom proiecta filtrul pentru 50 Ω sau pentru impedanța reală? Dacă filtrul trece testul la 50 Ω, ce se va întâmpla în lumea reală? Care este de fapt responsabilitatea proiectantului, să îndeplinească specificații sau să oprească emisiile din lumea reală?

4. Metodele de proiectare prezentate în diverse publicații sunt în general foarte complexe. Cele mai multe impun măsurători dificil de realizat și consumatoare de timp. Adesea sunt necesare echipamente suplimentare scumpe pentru a obține parametrii doriți.

Filtrele EMI sunt în general destinate blocării atât a perturbațiilor de mod diferențial cât și a celor de mod comun.

În modul diferențial conductoarele transportă curenți de ducere și de întoarcere în timp ce în mod comun curenții circulă în aceeași direcție, fără a avea nimic în comun cu curenții utili. Fie o pereche de conductoare paralele prin care trec curenții I_1 și I_2 , după cum se arată în Fig. 4.1.

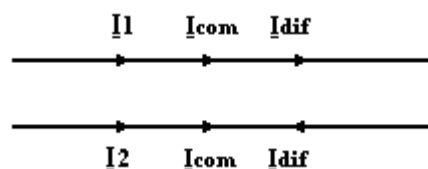


Fig..4.1 Descompunerea curenților pe o linie de transmisie bifilară în componentele de mod diferențial și mod comun.

Notând:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{com} + \underline{I}_{dif} \quad 4.1$$

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_{com} - \underline{I}_{dif} \quad 4.2$$

cei doi curenți se pot descompune într-o pereche de curenți ajutători, numiți curenți de mod diferențial \underline{I}_{dif} , respectiv curenți de mod comun \underline{I}_{com} .

Rezolvând sistemul de două ecuații 4.1 și 4.2, se obține:

$$\underline{I}_{dif} = \frac{1}{2}(\underline{I}_1 - \underline{I}_2) \quad 4.3$$

$$\underline{I}_{com} = \frac{1}{2}(\underline{I}_1 + \underline{I}_2) \quad 4.4$$

Curenții de mod diferențial \underline{I}_{dif} sunt egali dar de sens opus în cele două conductoare. Aceștia sunt curenții dezirabili, sau curenții funcționali.

Curenții de mod comun \underline{I}_{com} sunt și ei egali, dar au același sens prin cele două conductoare. Ei nu sunt dezirabili, dar cu toate aceștia sunt prezenți în sistemele practice.

Teoria standard a circuitelor cu parametri concentrați nu tratează acești curenți de mod comun (o excepție ar putea fi reprezentată de componenta homopolară a curenților trifazați), motiv pentru care se va examina în continuare influența fiecăruia asupra emisiilor radiate de către perechea de conductoare.

Câmpurile electrice radiate \underline{E} , datorate fiecărui curenți se compun vectorial, rezultanta reprezentând radiația totală a câmpului electric. Se va considera pentru început radiația determinată de curenții de mod diferențial, ilustrată în Fig. 4.2.a. Curenții de mod diferențial sunt orientați în sens opus, deci și câmpurile electrice vor fi de sens opus.

Totuși deoarece întotdeauna va exista o diferență spațială între cele două conductoare, câmpurile nu se vor anula, dar prin scăderea lor va rezulta o valoare redusă a intensității câmpului electric.

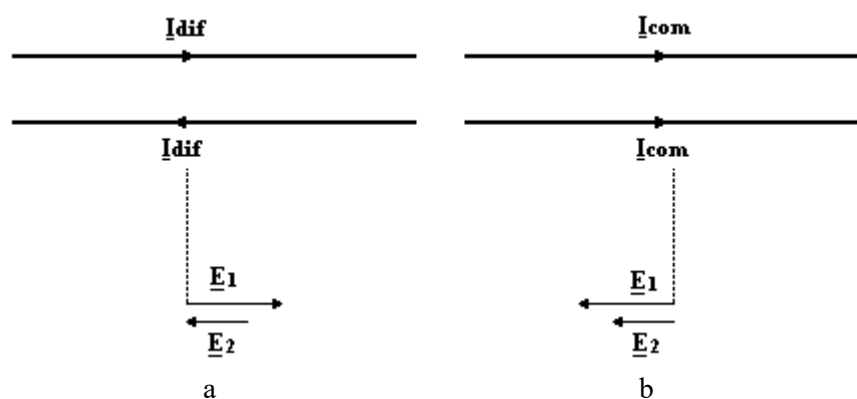


Fig.4.2 Capacitatea de radiație a curenților de mod diferențial, respectiv de mod comun

Pe de altă parte, deoarece curenții de mod comun sunt orientați în același sens, câmpurile lor radiate se vor suma, având o contribuție mult mai mare la câmpul radiat total decât curenții de mod diferențial, după cum se poate observa din Fig. 4.2.b.

Astfel, un curenți de mod comun de valoare mică poate produce același nivel de câmp radiat ca și un curenți de mod diferențial de valoare mult mai mare. Cu alte cuvinte, curenții

de mod comun au un potențial mult mai mare de a produce radiații decât curenții de mod diferențial.

Deoarece curenții de mod comun prezintă un potențial considerabil de a produce câmpuri radiate, este important să existe o metodă pentru reducerea acestora. Această metodă este filtrarea, pe care o vom prezenta pe larg în continuare.

Deoarece filtrele EMI trebuie să funcționeze corespunzător într-un domeniu larg de frecvențe între 100 kHz și 30 MHz, orice proiectant de filtre EMI trebuie să gândească în termenii comportamentului neideal al componentelor și a răspunsului acestora în frecvență.

În consecință în continuare se va analiza comportamentul neideal al componentelor discrete implicate în construcția filtrelor EMI, numită uneori și „schema ascunsă”, care conține elementele parazite.

4.3 Comportamentul neideal al elementelor filtrelor EMI

A. Rezistorul

Rezistoarele sunt poate cele mai uzuale componente în sistemele electrice, având în principal trei forme constructive: cu peliculă de carbon, bobinate, cu peliculă metalică.

În circuitele electronice rezistoarele cu peliculă de carbon sunt cele mai des întâlnite. Ele sunt construite prin formarea unui bloc cilindric de carbon și atașarea a două terminale.

Rezistoarele cu peliculă metalică constau din depunerea unei pelicule metalice de grosime variabilă pe un substrat și atașarea a două terminale.

Rezistoarele bobinate sunt formate din bobinarea unui fir care are rezistența dorită pe o formă cilindrică. Evident, acestea prezintă prin construcție o inductivitate semnificativă.

Răspunsul ideal în frecvență a unui rezistor este egal cu valoarea rezistorului și un unghi de fază de 0° .

Rezistoarele practice se comportă diferit în raport cu cele ideale la frecvențe mai înalte, gradul în care diferă depinzând de tehnica de construcție utilizată. De exemplu, deoarece un rezistor bobinat este construit din spire, este de așteptat ca acesta să aibă o comportare inductivă semnificativă la frecvențe mai înalte în comparație cu rezistorul de carbon, pentru care nu este de așteptat la un comportament inductiv de aceeași amploare.

Prin urmare, dacă curentul care trece printr-un rezistor prezintă un factor di/dt mare ar fi bine să se utilizeze un rezistor cu carbon în locul unuia bobinat, deoarece acesta din urmă are tensiunea: $u(t)=Ri(t)+Ldi/dt$.

Avantajul rezistoarelor bobinate în raport cu cele cu carbon este reprezentat de toleranța mult mai strânsă a valorilor în care acestea pot fi fabricate, rezistoarele de carbon având toleranța tipică de 5-10%.

Impedanța $Z(s)$ este tot o formă de funcție de transfer, ea reprezentând raportul a două mărimi electrice.

Valoarea oricărui rezistor depinde de frecvența de funcționare. Acesta are reactanță parazită, capacitivă și inductivă, care afectează valoarea rezistenței, la anumite frecvențe dând naștere la fenomene de auto-rezonanță (self resonance).

Fig. 4.3.a și b prezintă două modele uzuale valabile într-un domeniu larg de frecvență.

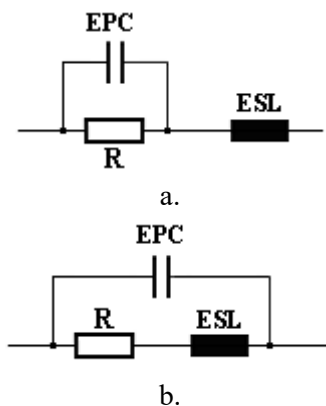


Fig. 4.3 Schema echivalentă a unui rezistor într-un domeniu larg de frecvență.

Inductivitatea echivalentă serie ESL (equivalent series inductance) este determinată de inductivitatea ariei buclei mărginită de cele două terminale ale rezistorului. Capacitatea parazită paralel EPC (equivalent parallel capacitance) se referă la combinația paralel a terminalelor și a capacității de scurgere.

Pentru circuitul prezentat în Fig. 4.3 a transformata Laplace a impedanței este:

$$Z(s) = ESL \frac{s^2 + \frac{s}{R \cdot EPC} + \frac{1}{ESL \cdot EPC}}{s + \frac{1}{R \cdot EPC}} \quad 4.5$$

și substituind s prin $j\omega$ rezultă:

$$\underline{Z}(j\omega) = ESL \frac{-\omega^2 + \frac{j\omega}{R \cdot EPC} + \frac{1}{ESL \cdot EPC}}{j\omega + \frac{1}{R \cdot EPC}} \quad 4.6$$

Diagrama Bode teoretică corespunzătoare este prezentată în Fig. 4.4, în care $f_1 = \frac{1}{2\pi R \cdot EPC}$ reprezintă prima frecvență de tăiere, iar $f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{ESL \cdot EPC}}$ reprezintă frecvența de auto-rezonanță (self resonant frequency) SRF .

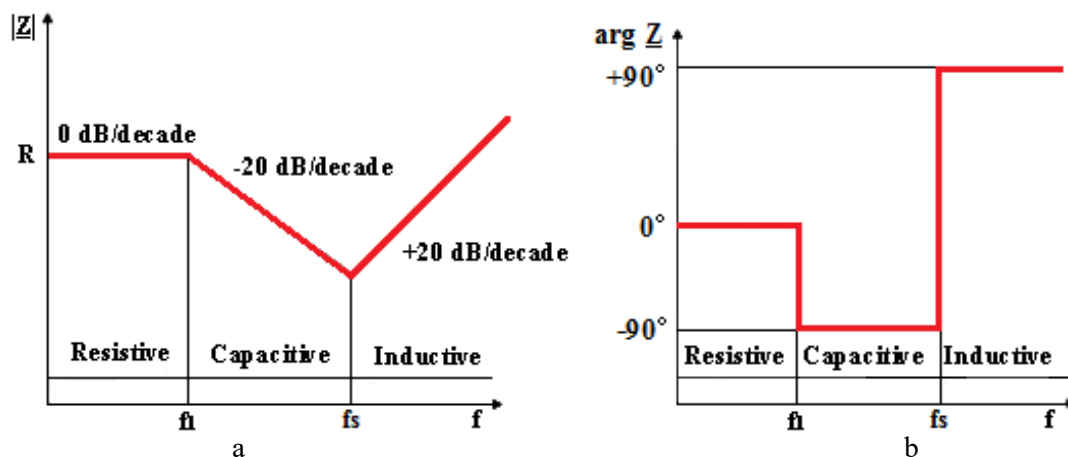


Fig. 4.4 Caracteristica Bode teoretică a variației impedanței unui rezistor în funcție de frecvență

Metoda logaritmică de reprezentare sau diagrama Bode se utilizează des pentru a descrie răspunsul în frecvență a circuitelor. În principiu metoda constă în reprezentarea logaritmului $|\underline{Z}(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} |\underline{Z}(j\omega)|$ în decibeli față de un nivel de referință de 1Ω . Pentru ca liniile drepte din reprezentarea nelogaritimică să se transforme tot în linii drepte axa frecvenței va trebui să fie și ea logaritmică, deci $\log_{10} f$. Astfel de diagrame sunt mai ușor de reprezentat semi-logaritimic cu scară liniară pe ordonată pentru $|\underline{Z}(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} |\underline{Z}(j\omega)|$ și scară logaritmică pentru abscisa $\log_{10} f$. O diagramă log-log va reprezenta mărimea absolută în loc de cea în decibeli relativă la 1Ω .

Trebuie să se existe nu numai posibilitatea calculării „funcției de transfer” a unui circuit dar și cea a verificării cu rapiditatea acurateții rezultatului prin determinarea comportamentului grosier al răspunsului în frecvență. Pentru a face aceasta, se va verifica pur și simplu direct de pe circuit, comportamentul la două frecvențe limită.

Pentru curent continuu $s=0$ în expresia impedanței și $s \rightarrow \infty$ pentru frecvență foarte înaltă.

Pentru curent continuu:

$$\underline{Z}_L = 0 \Big|_{f=0} \text{ și } \underline{Z}_C \rightarrow \infty \Big|_{f=0} \quad 4.7$$

Cu alte cuvinte, un inductor ideal este scurtcircuit în curent continuu, în timp ce un condensator reprezintă un circuit deschis. Aceasta poate fi verificat direct pe circuit înlocuind în curent continuu inductorul cu un scurtcircuit și condensatorul cu un circuit deschis.

Pe măsură ce frecvența crește, impedanța condensatorului scade, începând să scurtcircuiteze rezistorul din model. Fenomenul devine observabil la frecvența la care impedanța condensatorului este egală cu rezistența, sau $\omega_1 = 1/R \cdot C_p$.

Astfel impedanța descrește cu -20 dB/decadă și unghiul de fază se apropie de -90° peste această frecvență. În punctul în care inductorul și condensatorul din model intră în rezonanță

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_l C_p}}, \text{ impedanța modelului este minimă, având valoarea } R.$$

Peste frecvența de rezonanță impedanța inductorului devine dominantă, modulul impedanței crescând cu 20 dB/decadă, unghiul de fază apropiindu-se de $+90^\circ$.

În sfârșit, pe măsură ce frecvența se apropie de infinit, inductorul se comportă ca un circuit deschis și condensatorul ca un scurtcircuit, astfel încât impedanța modelului se apropie de aceea a unui circuit deschis (datorită în primul rând inductorului):

$$\underline{Z}_L \rightarrow 0 \Big|_{f \rightarrow \infty} \text{ și } \underline{Z}_C = 0 \Big|_{f \rightarrow \infty}$$

Deoarece inductivitatea era dominantă la frecvențe înalte, unghiul de fază se apropie de 90° . Tot acest comportament rezultă din funcția de transfer. Totuși nu este de loc de neglijat ca să procedăm întotdeauna la aceste verificări simple.

De asemenea o înțelegere a principiilor simple descrise mai sus pot reprezenta, alături de înțelegerea construcției fizice a elementului, un ajutor în construirea unui model potrivit care să reprezinte acest comportament neideal.

Fig. 4.5 prezintă comportamentul în frecvență a unui rezistor cu peliculă metalică de rezistență $R=1.5 \text{ M}\Omega$, având parametrii ascunși $EPC=1 \text{ pF}$ și $ESL=12 \text{ nH}$.

Pentru trasarea graficelor s-a folosit programul Matlab.

Se poate observa că rezultatul simulării este apropiat de graficul teoretic.

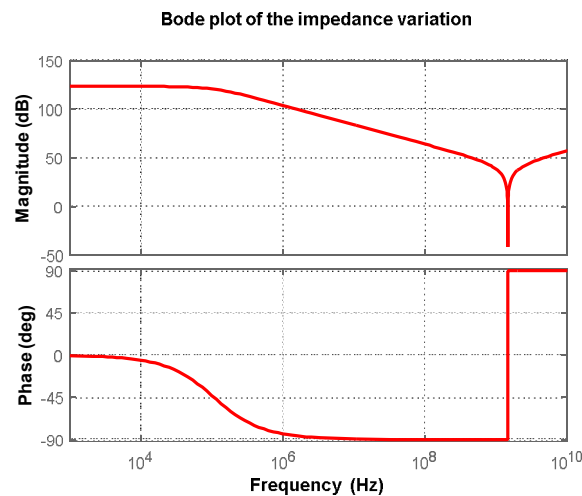


Fig. 4.5 Diagrama Bode a comportamentului în frecvență a rezistorului.

Dacă se limitează diagrama Bode la domeniul de frecvențe relevant pentru emisiile conduse, adică de la 100 kHz până la 30 MHz (Fig. 4.6) se poate observa un comportament acceptabil al rezistorului din punctul de vedere a variației amplitudinii. Variația fazei, importantă pentru filtrele de semnal este oarecum neglijabilă în proiectarea filtrelor EMI.

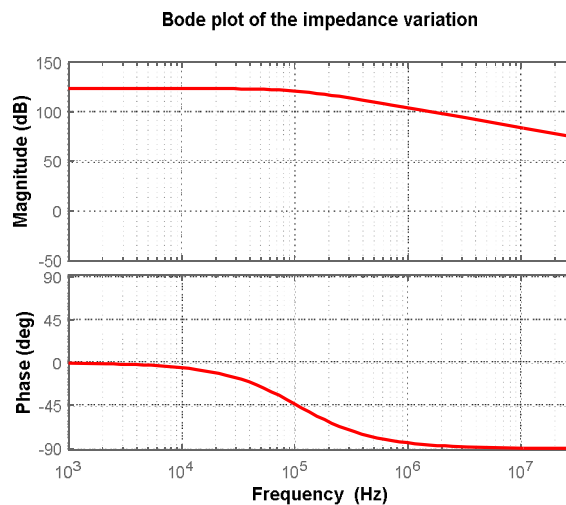


Fig. 4.6 Diagrama Bode a comportamentului în frecvență a rezistorului din Fig. 4.3.a pentru domeniul de frecvență a emisiilor conduse

Pentru circuitul echivalent din Fig. 4.3.b, transformata Laplace a impedanței este:

$$Z(s) = \frac{s \cdot ESL + R}{s^2 \cdot ESL \cdot EPC + sR \cdot EPC + 1} \quad 4.8$$

și substituind s prin $j\omega$:

$$Z(j\omega) = \frac{j\omega \cdot ESL + R}{-\omega^2 \cdot ESL \cdot EPC + j\omega R \cdot EPC + 1} \quad 4.9$$

Se poate observa că în domeniul emisiilor conduse comportamentul modelelor din Fig. 4.3.a și Fig. 4.3.b este aproximativ aceeași, ceea ce însă nu se întâmplă în domeniul microundelor.

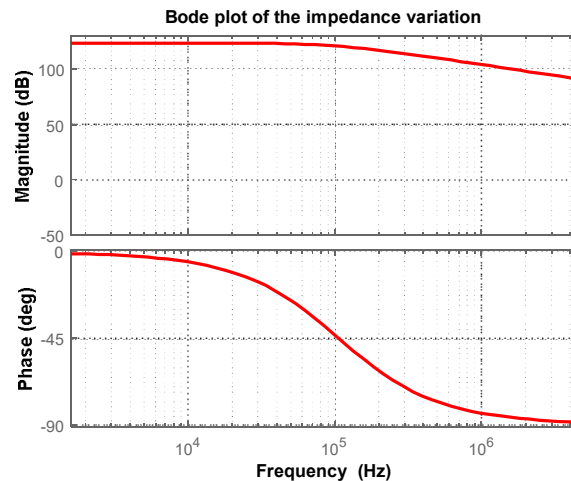


Fig. 4.6 Diagrama Bode a comportamentului în frecvență a rezistorului din Fig. 4.3.b pentru domeniul de frecvență a emisiilor conduse

B. Condensatorul

Toate condensatoarele prezintă o inductivitate parazită datorită dimensiunilor lor finite și o rezistență serie datorată rezistenței terminalelor și contactului pe care acestea îl au cu placa de circuit imprimat. Rezistența serie, *ESR* (equivalent series resistance) și reprezintă un parametru important în proiectarea filtrelor EMI. Valori extrem de scăzute ale *ESR* contribuie la un factor de calitate mai bun și la o mai mare capacitate de stocare a energiei.

Pentru scopuri de suprimare a emisiilor conduse, condensatoarele utilizate tipic sunt cele ceramice și cele de tantal.

În Fig. 4.7.a și Fig. 4.7.b se prezintă circuitele echivalente ale unui condensator, în care *ESL* reprezintă inductivitatea terminalelor, *EPC* este capacitatea parazită paralel, iar *ESR* este rezistența armăturilor.

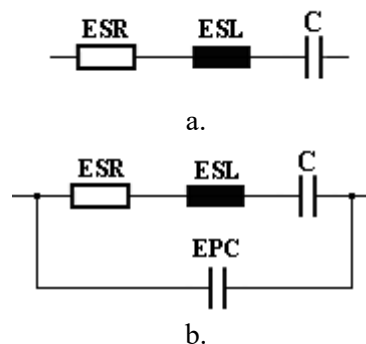


Fig. 4.7 Schemele echivalente ale unui condensator într-un domeniu larg de frecvență

Impedanța condensatorului din Fig. 4.7.a văzută între cele două terminale ale sale este:

$$Z(s) = ESL \frac{s^2 + \frac{s \cdot ESR}{ESL} + \frac{1}{ESL \cdot C}}{s} \quad 4.10$$

și substituind s cu $j\omega$:

$$\underline{Z}(j\omega) = ESL \frac{-\omega^2 + \frac{j\omega \cdot ESR}{ESL} + \frac{1}{ESL \cdot C}}{j\omega} \quad 4.11$$

Diagrama Bode teoretică (magnitudine și fază) a circuitului echivalent al condensatorului este prezentată în Fig. 4.8, în care $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{ESL \cdot C}}$ este frecvența de rezonanță internă *SRF*.

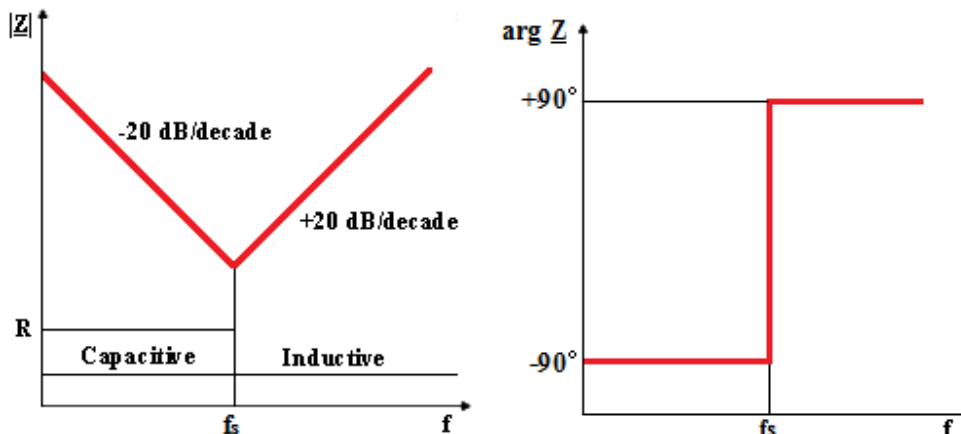


Fig. 4.8 Caracteristica Bode teoretică a variației impedanței unui condensator în funcție de frecvență

Pe măsură ce frecvența crește, reactanța condensatorului domină, dar impedanța echivalentă scade linear cu frecvența la o rată de 20 dB/decadă, în timp ce impedanța inductorului crește până când se ajunge la frecvența de rezonanță internă.

Peste valoarea frecvenței de rezonanță internă, reactanța inductorului începe să domine, deci în situația în care se dorește șuntarea unor curenți de zgomot la masă, frecvența curenților trebuie să fie mai mică decât frecvența de rezonanță internă a condensatorului; aceasta trebuie să fie o regulă de care trebuie să se țină seamă.

În Fig. 4.9 se prezintă comportamentul în frecvență a unui condensator ceramic într-un domeniu larg de frecvență, având următoarele caracteristici: $C=150$ nF, $ESL=420$ μ H, $ESR=0.1$ Ω .

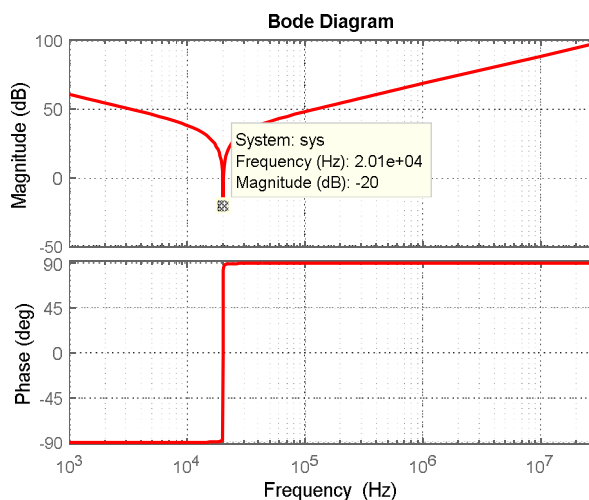


Fig. 4.9 Diagrama Bode a comportamentului în frecvență a condensatorului din Fig. 4.7.a

Un alt circuit echivalent care modelează un condensator este prezentat în Fig. 7.b, în care ESL reprezintă inductivitatea terminalelor, iar EPC capacitatea parazită paralel. Acest model prezintă atât frecvențe de rezonanță serie cât și paralel.

Sub frecvența de rezonanță serie $\left(\omega_s \cdot ESL = \frac{1}{\omega_s C}\right)$, condensatorul lucrează corect conform proiectării. Totuși, peste frecvența de rezonanță serie, impedanța totală a condensatorului devine inductivă, aceasta devenind din nou capacitivă numai peste frecvența de rezonanță paralel $\left(\omega_p \cdot ESL = \frac{1}{\omega_p \cdot EPC}\right)$.

Impedanța condensatorului din Fig. 4.7.b poate fi scrisă:

$$Z(s) = \frac{1}{s \cdot EPC + \left(ESR + s \cdot ESL + \frac{1}{sC}\right)^{-1}} \quad 4.12$$

și substituind s cu $j\omega$

$$\underline{Z}(j\omega) = \frac{1}{j\omega \cdot EPC + \left(ESR + j\omega \cdot ESL + \frac{1}{j\omega C}\right)^{-1}} \quad 4.13$$

Considerând $EPC=1.2$ pF, comportamentul modelului echivalent al condensatorului din Fig. 4.7.b în domeniul de frecvență de la 100 kHz la 30 MHz, este prezentat în Fig. 4.10.

Se poate observa în dreptul frecvenței de 7 MHz, o creștere puternică a impedanței, urmată de revenirea la caracter capacitiv a condensatorului.

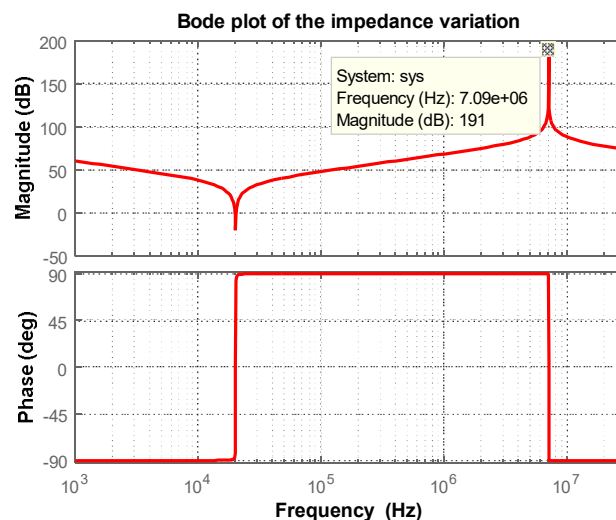


Fig. 4.10 Diagrama Bode a comportamentului în frecvență a condensatorului din Fig. 4.7.b

C. Inductorul

Specificul construcției inductoarelor determină elemente parazite în modelul echivalent, datorită în principal rezistenței intrinsece a acestuia și capacităților între spire și între straturi.

În literatură se cunosc modele circuitelor echivalente prezentate în Fig. 4.11.

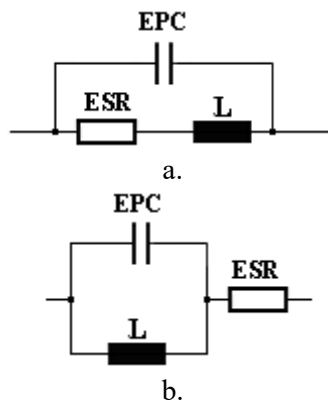


Fig. 4.11 Schemele echivalente ale unui inductor într-un domeniu larg de frecvență

Impedanța modelului din Fig. 4.11.a este:

$$Z_L(s) = ESR \frac{\frac{sL}{ESR} + 1}{s^2 L \cdot EPC + s \cdot ESR \cdot EPC + 1} \quad 4.14$$

și substituind s cu $j\omega$:

$$\underline{Z}_L(j\omega) = ESR \frac{\frac{j\omega L}{ESR} + 1}{-\omega^2 L \cdot EPC + j\omega \cdot ESR \cdot EPC + 1} \quad 4.15$$

Din diagrama teoretică Bode din Fig. 4.12 se poate observa că până la frecvența $f_1 = \frac{ESR}{2\pi L}$ domină ESR . Peste această valoare a frecvenței, pe măsură ce frecvența crește, domină inductivitatea în timp ce capacitatea parazită scade, până la atingerea frecvenței de rezonanță internă. Peste această frecvență începe să domine capacitatea.

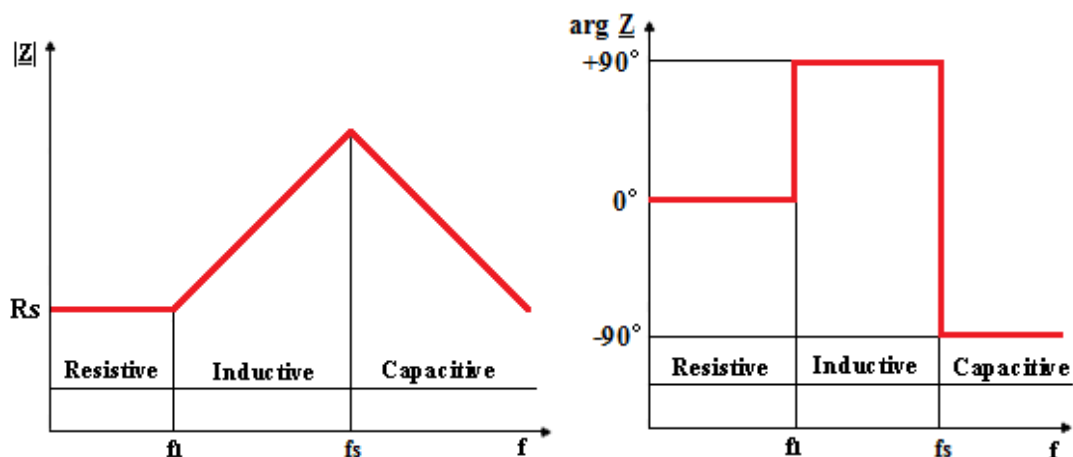


Fig. 4.12 Caracteristica Bode teoretică a variației impedanței unui inductor în funcție de frecvență

În Fig. 4.13 se prezintă caracteristica de frecvență a unui inductor corespunzător Fig. 4.11.a, având următoarele caracteristici: $L=50 \mu\text{H}$, $ESR=1 \Omega$ and $EPC=1.5\text{pF}$.

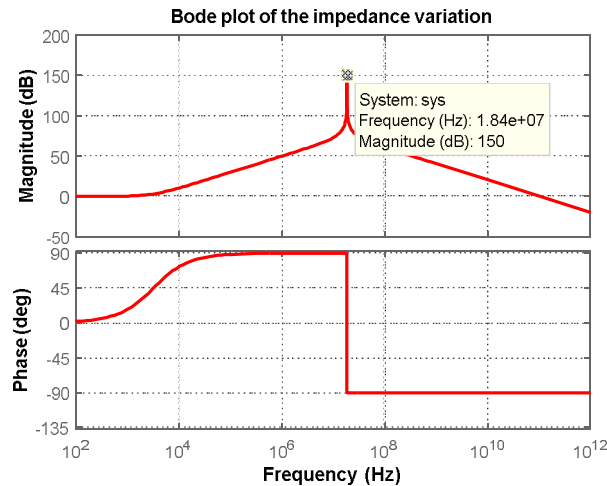


Fig. 4.13 Diagrama Bode a comportamentului în frecvență a inductorului din Fig. 4.11.a

Se poate observa frecvența de rezonanță internă la valoarea de 18MHz, după care inductorul începe să aibă caracter capacitiv.

Impedanța modelului inductorului din Fig. 4.11.b este:

$$Z(s) = \left(s \cdot EPC + \frac{1}{sL} \right)^{-1} + ESR \quad 4.16$$

și substituind s cu $j\omega$:

$$Z(j\omega) = \left(j\omega \cdot EPC + \frac{1}{j\omega L} \right)^{-1} + ESR \quad 4.17$$

Diagrama Bode a modelului echivalent al condensatorului din Fig. 4.11.b este prezentată în Fig. 4.14.

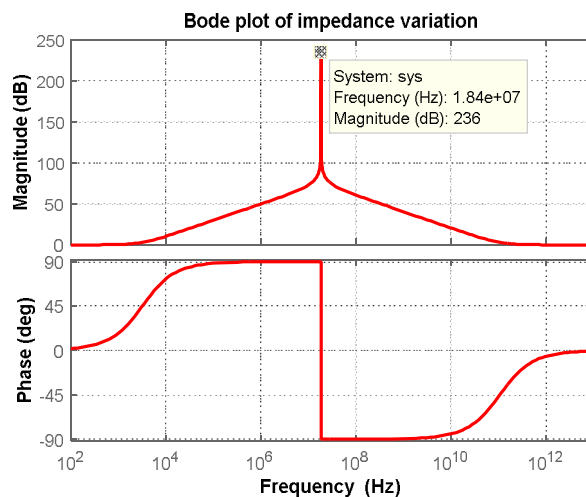


Fig. 4.14 Diagrama Bode a comportamentului în frecvență a inductorului din Fig. 4.11.b

Frecvența proprie de rezonanță se păstrează, comportamentul fiind în mare același cu cel din Fig. 4.11.b.

D. Filtrul EMI monofazat tipic

În Fig. 4.15 se prezintă schema unui filtru EMI monofazat tipic.

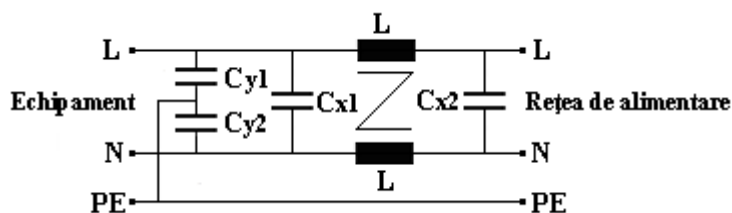


Fig. 4.15 Schema electrică a unui filtru EMI tipic

Șocul de mod comun, care este cel mai important element în orice filtru EMI, prezintă o valoare ridicată a impedanței pentru semnalele de mod comun și o valoare scăzută a acesteia pentru semnale de mod diferențial. Este construit asemenea unui inductor, dar este un așa numit „produs bifilar” (two wire product), care permite valori ridicate ale inductivității, tipic între 1 -10 mH, într-un volum relativ mic, fără ca acesta să se satureze la curenții absorbiți de la rețea de alimentare de frecvența de 50 sau 60 Hz.

Deoarece înfășurările șocului de mod comun sunt identice și bobinate strâns împreună pe același miez, inductivitatea mutuală este aproximativ egală cu inductivitatea proprie, ceea ce înseamnă că coeficientul de cuplaj este aproximativ unitar. În consecință șocul de mod comun nu afectează curenții de mod diferențial decât prin valoarea inductivității de scăpări, datorată fluxului de scăpări care nu se cuplează între cele două înfășurări.

Circuitele echivalente în mod diferențial și în mod comun ale filtrului EMI sunt prezentate în Fig. 4.16, respectiv în Fig. 4.17.

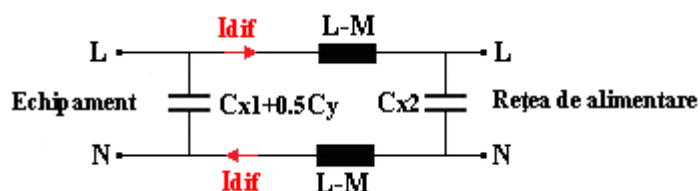


Fig. 4.16 Circuitul echivalent în mod diferențial al filtrului EMI din Fig. 4.15

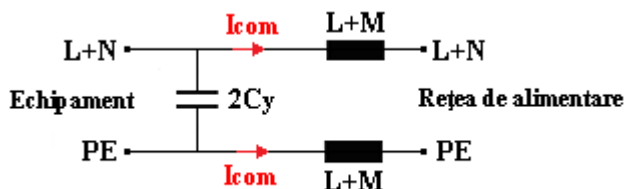


Fig. 4.17 Circuitul echivalent în mod comun al filtrului EMI din Fig. 4.15

Plecând de la considerațiile din secțiunile precedente, se poate construi însă un model al șocului de mod comun care să țină seama de „schema ascunsă” a elementelor de circuit implicate. Astfel, în Fig. 4.18 se prezintă circuitul echivalent al șocului de mod comun.

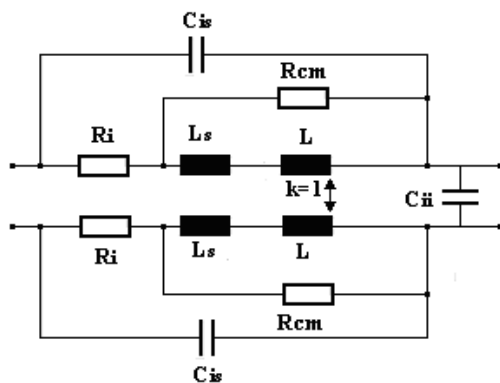


Fig. 4.18 Circuitul echivalent al șocului de mod comun

În Fig. 4.18 se pot observa inductivitățile de scăpări ale celor două înfășurări L_S , C_{II} prin care s-a notat capacitatea inter înfășurări, C_{IS} prin care s-a notat capacitatea inter-spire, R_I prin care s-a notat rezistența unei înfășurări și respectiv R_{cm} prin care s-au luat în considerare pierderile prin curenți turbionari în miezul magnetic, dependente de frecvență și de valorile tensiunii de intrare și ieșire.

Datorită apariției inductivităților de scăpări, modelate ca inductivități longitudinale, șocurile de mod comun, introduse pentru suprimarea perturbațiilor de mod comun, reușesc să conducă și la suprimarea perturbațiilor de mod diferențial. În multe situații practice, chiar se urmărește ca utilizând un singur șoc să se poată realiza suprimarea ambelor tipuri de perturbații conduse, respectiv atât cele de mod comun cât și cele de mod diferențial

Cu aceste considerații, „schema ascunsă” a filtrului EMI tipic monofazat din Fig. 4.15 se prezintă ca în Fig. 4.19.

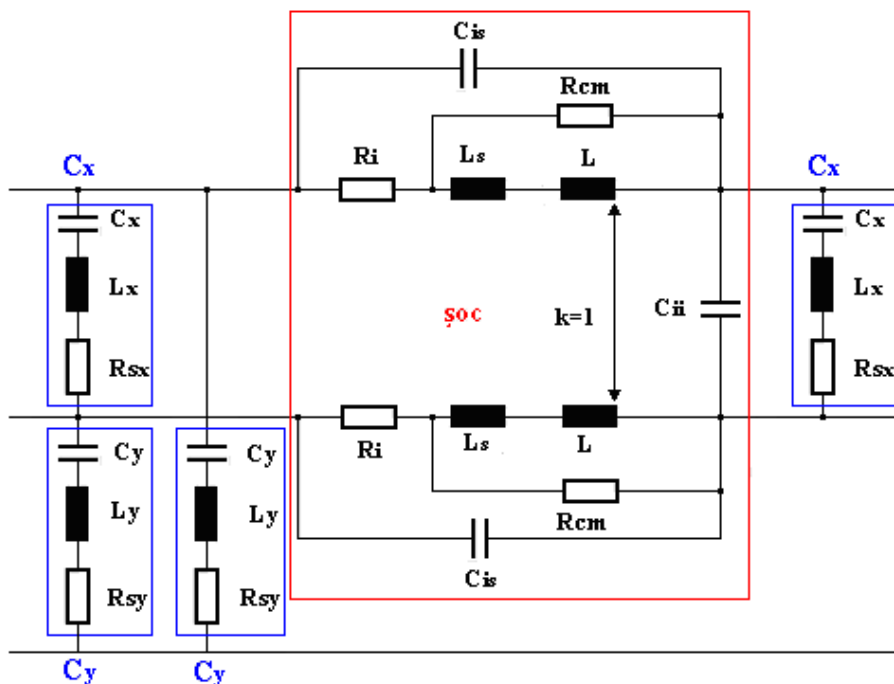


Fig. 4.19 Circuitul echivalent al filtrului EMI monofazat tipic din Fig. 15

4.4 Ridicarea caracteristicii filtrului EMI pentru CTA

Analizorul spectral este dotat cu un generator de urmărire, o sursă specială de semnal de radiofrecvență. Semnalul generatorului de urmărire este aplicat aparatului de testat, iar ieșirea aparatului de testat este conectată la intrarea analizorului.

În această configurație, analizorul spectral + generatorul de urmărire devine un sistem în sine, complet (sursă, detector și afișaj) de măsurare a comportamentului în frecvență a filtrelor EMI.

Deoarece nu s-a folosit o rețea de defazare, nu s-a afișat atenuarea de inserție, ci caracteristica de atenuare a filtrului în raport cu frecvența.

În urma calculelor și a încercărilor efectuate s-a construit filtrul EMI cu schema electrică din Fig. 4.15, cu valorile nominale 10A/230Va.c. și cu următorii parametri: $C_x=2 \times 0,033 \mu\text{F}$ (clasa X2), $C_y=2 \times 2200 \text{ pF}$ (clasa Y2), $L=2 \times 1,5 \text{ mH}$, curentul de scurgere $I_L=2 \times 0,2 \text{ mA}$.

În Fig. 4.20 se prezintă caracteristica de atenuare a filtrului EMI în scară liniară, iar în Fig. 4.21 aceeași caracteristică în scară logaritmică.

Se poate constata faptul că filtrul are o caracteristică de mod comun cu o atenuare constantă pe tot domeniul de frecvențe între 150 kHz și 30 MHz, atenuarea sa fiind de aproximativ 40-45 dB μV în raport cu valoarea limită maximă și 30-35 dB μV în raport cu valoarea limită medie standardizată.

În raport cu valoarea medie, atenuarea scade cu 10 dB μV în tot spectrul de frecvențe a emisiilor conduse.

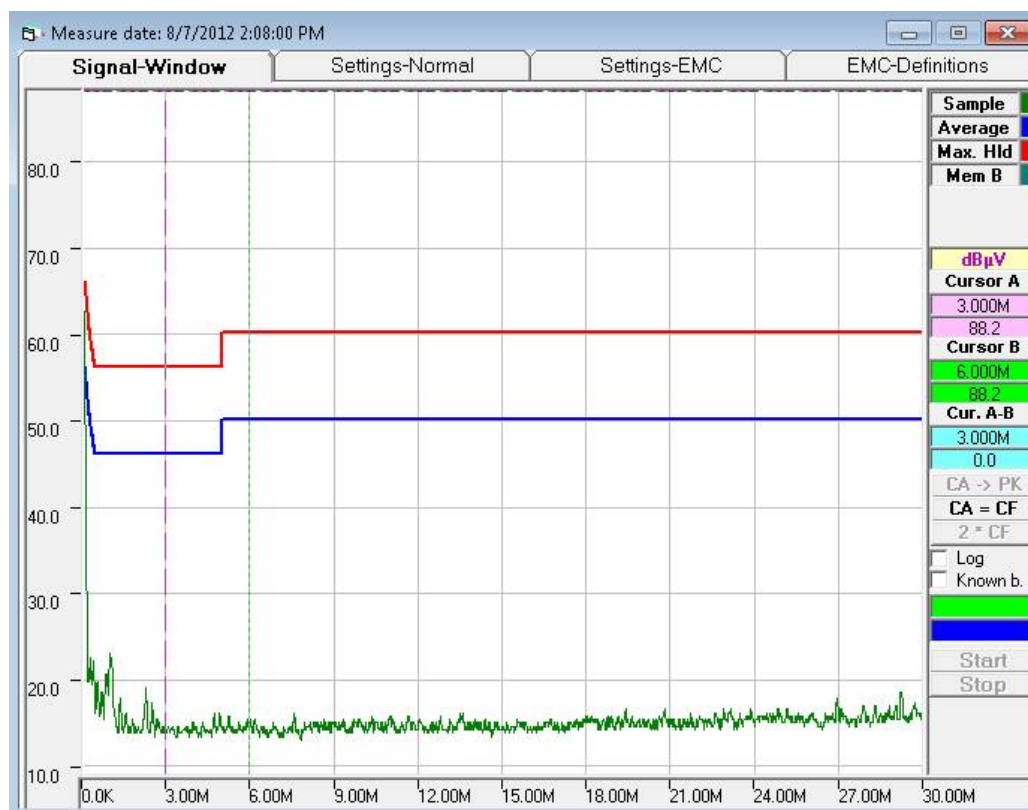


Fig. 4.20 Caracteristica de atenuare de mod comun a filtrului EMI în scară liniară

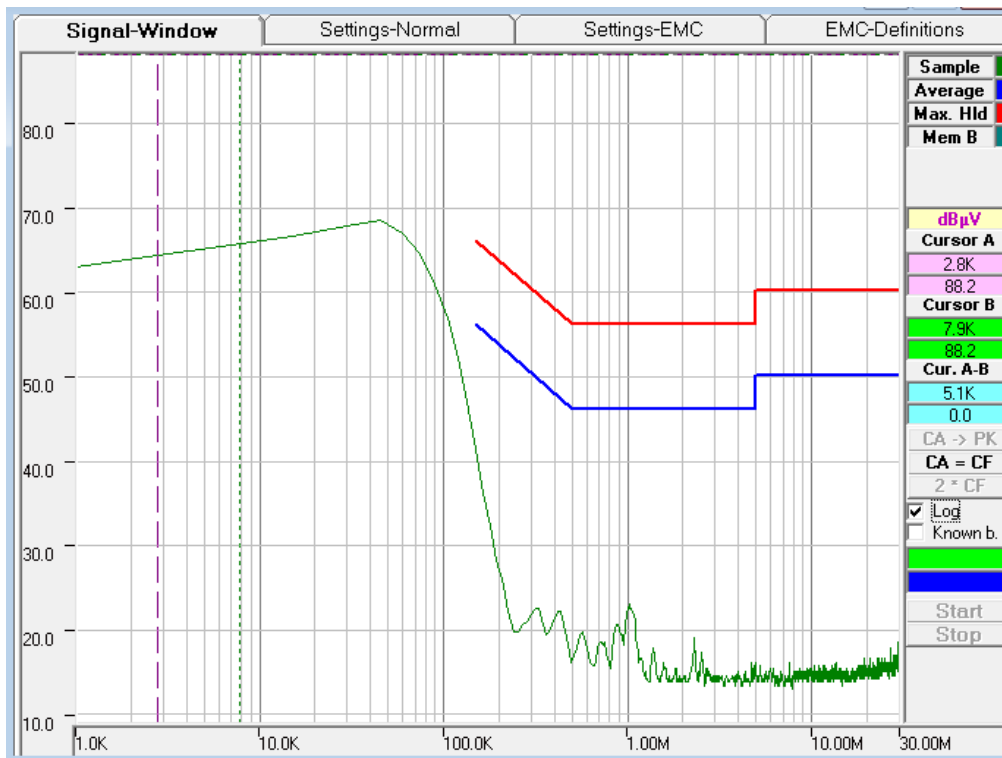


Fig.4. 21 Caracteristica de atenuare de mod comun a filtrului EMI în scară logaritmică

În ceea ce privește caracteristica de atenuare în mod diferențial, prezentată în Fig. 4.22 și Fig. 4.23, aceasta pornește de la o atenuare de 35 dB μ V în raport cu limita maximă, având o atenuare de aproximativ 25 dB μ V în dreptul frecvenței de 18 MHz, la limita superioară de 30 MHz, având atenuarea de 20 dB μ V.

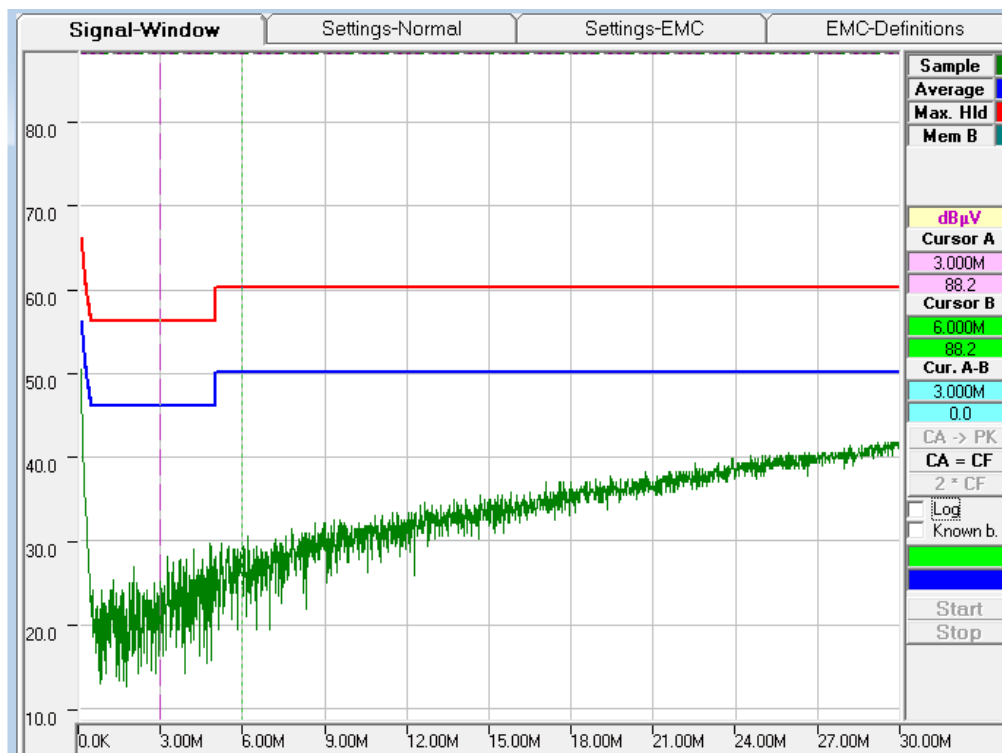


Fig. 4.22 Caracteristica de atenuare de mod diferențial a filtrului EMI în scară liniară

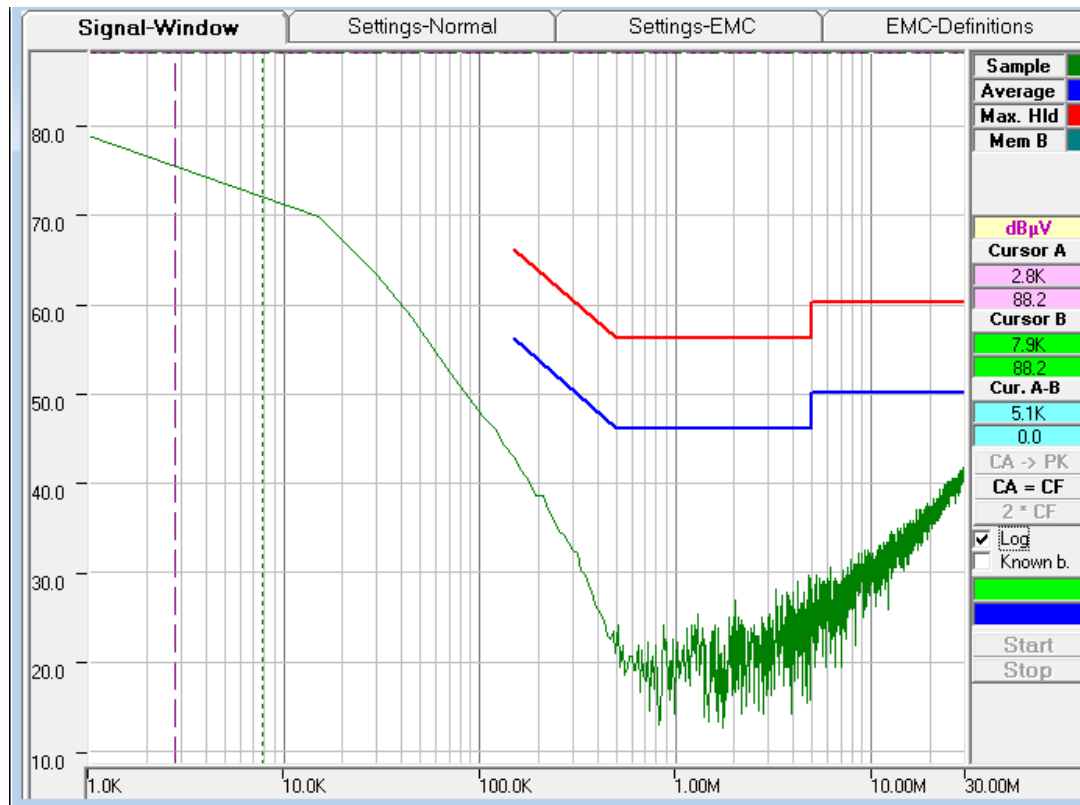


Fig. 4.23 Caracteristica de atenuare de mod diferențial a filtrului EMI în scară logaritmică

4.5 Verificarea eficienței măsurii anti-perturbative

În urma montării filtrului la intrarea CTA, s-au refăcut măsurătorile emisiilor conduse.

În Fig. 4.24 se prezintă noile valori ale emisiilor conduse în scară liniară, iar în Fig. 4.25 aceleași emisii în scară logaritmică.

Rezultatele nu sunt spectaculoase din punctul de vedere a reducerii nivelului emisiilor, dar acestea se situează sub limitele admise prin standard.

CTA-ul a fost supus din nou testului limitelor armonice. Rezultatul este prezentat în Fig. 4.26.

Se poate observa că CTA-ul a trecut testul, chiar dacă armonica de ordinul 9 a fost foarte aproape de limita maximă.

4.6 Concluzii

Studiul de caz prezentat, confirmă ideea de la care s-a plecat și anume aceea că cele două concepte, cel de calitatea energiei electrice și cel de compatibilitate electromagnetică sunt într-o relație strânsă, cel puțin în situația în care calitatea precară a energiei electrice este determinată de un conținut armonic ridicat al curenților emergenți din echipament.

O metodă anti – perturbativă tipică pentru emisiile conduse s-a dovedit eficace și pentru reducerea conținutului armonic.

Deoarece calitatea energiei electrice nu se limitează numai la conținutul armonic și la echipamente monofazate, consider că și această direcție merită dezvoltată și pentru alte situații.

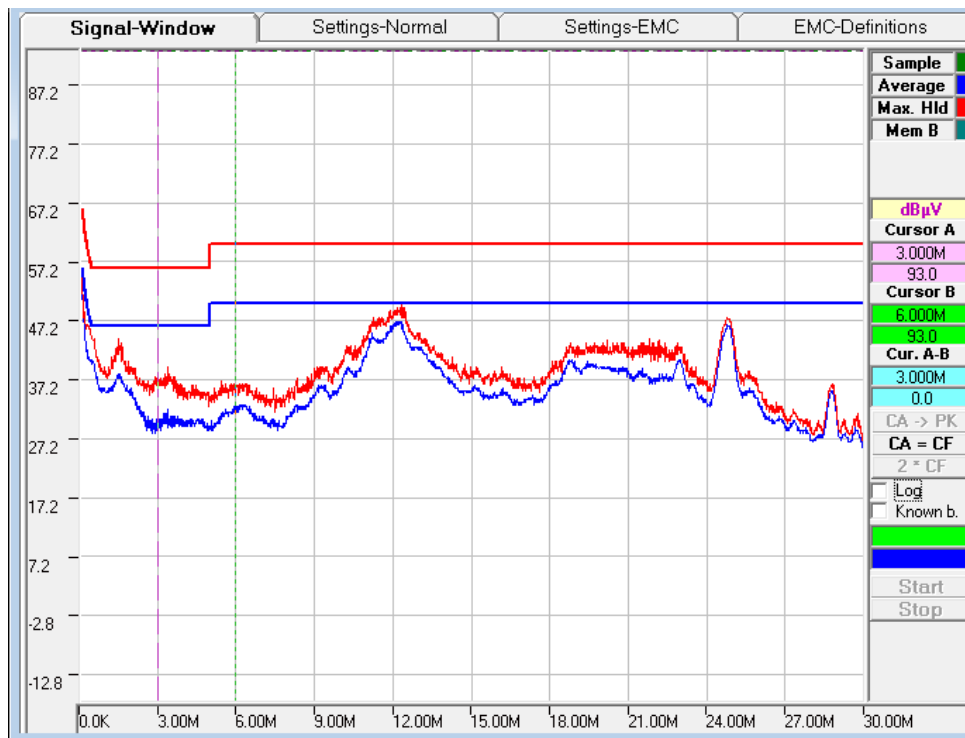


Fig. 4.24 Emisiile conduse de către CTA în scară liniară

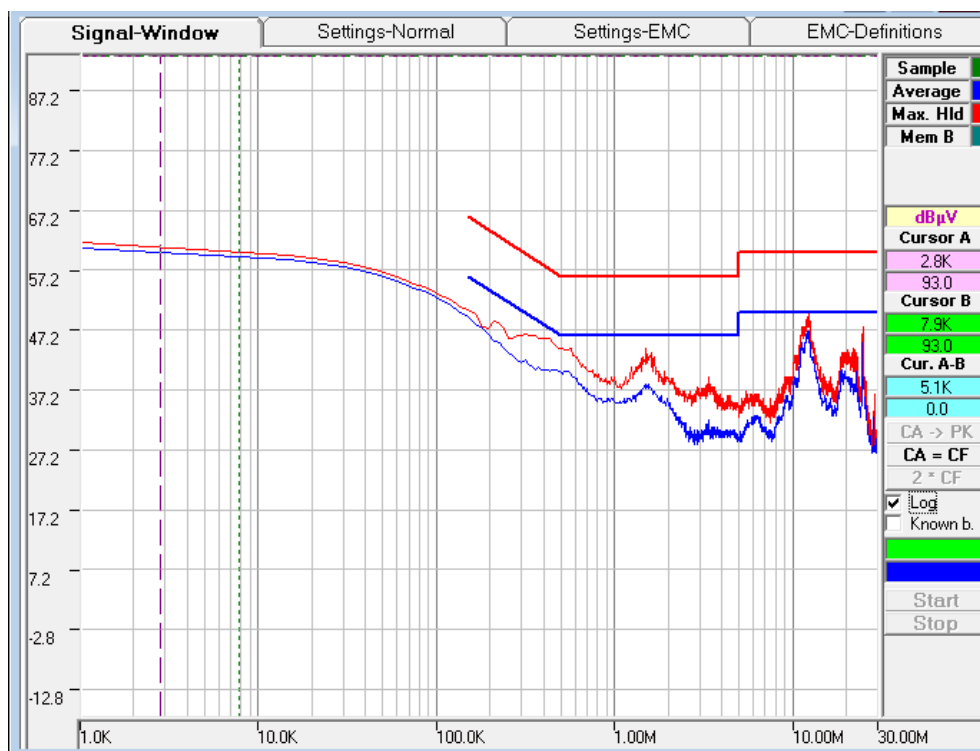


Fig. 4.25 Emisiile conduse de către CTA în scară logaritmică

Harmonic Limits Check

California Instruments

	Frequency	Actual	Limit	% of Limit	Compare
1	50.000	1.123			
2	100.000	0.009	1.080	0.833	Pass
3	150.000	1.011	2.300	43.957	Pass
4	200.000	0.005	0.430	1.163	Pass
5	250.000	0.831	1.140	72.895	Pass
6	300.000	0.011	0.300	3.667	Pass
7	350.000	0.601	0.770	78.052	Pass
8	400.000	0.003	0.230	1.304	Pass
9	450.000	0.376	0.400	94.000	Pass
10	500.000	0.002	0.184	1.087	Pass
11	550.000	0.186	0.330	56.364	Pass
12	600.000	0.009	0.153	5.882	Pass
13	650.000	0.070	0.210	33.333	Pass
14	700.000	0.001	0.131	0.763	Pass
15	750.000	0.063	0.150	42.000	Pass
16	800.000	0.002	0.115	1.739	Pass
17	850.000	0.070	0.132	53.030	Pass
18	900.000	0.002	0.102	1.961	Pass
19	950.000	0.054	0.118	45.763	Pass
20	1000.000	0.002	0.092	2.174	Pass
21	1050.000	0.031	0.107	28.972	Pass
22	1100.000	0.001	0.084	1.190	Pass
23	1150.000	0.025	0.098	25.510	Pass
24	1200.000	0.003	0.077	3.896	Pass
25	1250.000	0.030	0.090	33.333	Pass
26	1300.000	0.000	0.071	0.000	Pass
27	1350.000	0.026	0.083	31.325	Pass
28	1400.000	0.001	0.066	1.515	Pass
29	1450.000	0.018	0.078	23.077	Pass
30	1500.000	0.002	0.061	3.279	Pass
31	1550.000	0.015	0.073	20.548	Pass
32	1600.000	0.000	0.580	0.000	Pass
33	1650.000	0.017	0.068	25.000	Pass
34	1700.000	0.001	0.054	1.852	Pass
35	1750.000	0.016	0.064	25.000	Pass
36	1800.000	0.000	0.051	0.000	Pass
37	1850.000	0.012	0.061	19.672	Pass
38	1900.000	0.000	0.048	0.000	Pass
39	1950.000	0.010	0.058	17.241	Pass
40	2000.000	0.000	0.046	0.000	Pass
41	2050.000	0.011			
42	2100.000	0.000			
43	2150.000	0.011			

Fig. 4.26 Limitele armonice ale centralei de tratare a aerului

Bibliografia capitolului

1. Balan, H.; **Buzdugan, MI**; Chiorean, C; Iacob, A; Karaisas, P., A Passive EMI Filter for the Reduction of Active Filter Generated Network Distortions, 11th International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE) Location: Craiova, ROMANIA Date: OCT 25-27, 2012
2. Balan, H; **Buzdugan, MI**; Munteanu, R; Vadan, I; Botezan, A; Ricobon, A, A Design Method for EMI Filters Mitigating Perturbations Generated by a PWM Converter, International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP 2009) Location: Capri, ITALY Date: JUN 09-11, (ICCEP 2009), Vols 1 and 2 Pages: 434-438
3. Balan, H; Munteanu, R; **Buzdugan, M**; Vadan, I. Practical Procedures in Determining the Differential Mode Characteristics of EMI Power Supply Filters, Advances in Electrical and Computer Engineering Volume: 9 Issue: 2 Pages: 65-69
4. **Buzdugan, M., Balan, H.,** Design and test procedures for EMI filters used for nonlinear loads, Source of the Document Materials Science Forum, 2014, 792, pp. 133-138
5. **M. I. Buzdugan,** H. Bălan, T. I. Buzdugan, Some Procedures in Mitigating Conducted Electromagnetic Interference - International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'11) Las Palmas de Gran Canaria (Spain), 13th to 15th April, 2011
6. **M. Buzdugan,** H. Bălan, **EMI Filtering of Air Handling Units**, Bulletin of the Transilvania University of Braşov CIBv 2015 • Vol. 8 (57) Special Issue No. 1 – 2015

5. Direcții de cercetare ulterioară

Consider că activitatea de peste trei decenii a autorului în domeniul ingineriei electrice, desfășurată în prima sa parte în mediul economic, iar în cea de-a doua în cel academic, este de natură să confere garanția unor dezvoltări în continuare.

De asemenea, cadrul instituțional generos din UTC-N și faptul că prin corpul său academic acoperă o paletă largă de domenii tehnice, poate genera teme de cercetări interdisciplinare deosebit de ofertante.

Datorită vârstei de dată relativ recentă a compatibilității electromagnetice cât și a calității energiei electrice, ambele direcții reprezintă niște domenii emergente, care însoțesc procesul tehnologic din domeniul electronicii de putere, tehnicii digitale, tehnicii controlului automat și a domoticii, a BMS-urilor, a clădirilor inteligente, a integrării energiilor regenerabile în sistemele de putere convenționale. De asemenea ele pot contribui decisiv la creșterea eficienței energetice.

Este evident că atât calitatea energiei electrice cât și compatibilitatea electromagnetică vor deveni similare „sării din bucate”, fără de care sistemele integrate nu vor putea funcționa corespunzător.

Din teza de abilitare și din portofoliul de lucrări ale autorului se desprind mai multe direcții de cercetare ulterioară, dintre care amintesc câteva:

- Măsurarea și monitorizarea parametrilor de calitate a energiei electrice în instalațiile de producere a energiei regenerabile
- Măsurarea și monitorizarea parametrilor de calitate a energiei electrice în instalațiile electrice din clădirile multizonale și cu destinații speciale
- Măsurarea și monitorizarea poluării electromagnetice a mediului
- Dezvoltarea conceptului de biocompatibilitate electromagnetică
- Compatibilitatea electromagnetică și calitatea energiei electrice a echipamentelor și instrumentației medicale
- Studiul metodelor anti – perturbative pentru reducerea efectelor calității energiei electrice și ale interferențelor electromagnetice
- Metode de proiectare a filtrării active și pasive a perturbațiilor
- Integrarea energiilor regenerabile în sistemele de putere convenționale
- Monitorizarea și controlul sistemelor domotice
- Studiul calității energiei electrice și compatibilității electromagnetice la convertoarele electronice de putere
- Studiul performanțelor și a optimizării convertoarelor electronice de putere multi - nivel
- Studiul performanțelor și optimizarea acționării motoarelor electrice de curent continuu fără perii.

Având în vedere faptul că autorul prezentei teze își desfășoară activitatea în cadrul Facultății de Instalații, se pot dezvolta de asemenea o serie de cercetări interdisciplinare, în domeniul clădirilor cu consum minim de energie și ale clădirilor NZEB (near zero energy buildings).

Mulțumiri:

Pe parcursul activității mele ulterioare susținerii doctoratului am avut relații de colaborare deosebite cu colegi din toate facultățile din universitate și nu numai, așa că lista persoanelor față de care am contractat datorii de conștiință a devenit foarte lungă. Redarea acesteia nu ar putea fi decât incompletă și lacunară, de aceea mă mărginesc a spune că le mulțumesc tuturor.