

CONTRIBUȚII LA EVALUAREA ȘI AMELIORAREA EMISIILOR ȘI IMUNITĂȚII ÎN COMPATIBILITATEA ELECTROMAGNETICĂ A AUTOVEHICULELOR RUTIERE

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea Politehnica Timișoara
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ,
TELECOMUNICAȚII ȘI TEHNOLOGII INFORMAȚIONALE
de către

Ing. Andrei-Marius Silaghi

Conducător științific: prof.univ.dr.ing. Aldo De Sabata
Referenți științifici: prof.univ.dr.ing. Adrian Graur
assoc.prof. Ladislau Matekovits
prof.univ.dr.ing. Aurel Gontean

Ziua susținerii tezei: 20.09.2019

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|---|---|
| 1. Automatică | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 2. Chimie | 12. Ingineria sistemelor |
| 3. Energetică | 13. Inginerie energetică |
| 4. Ingineria Chimică | 14. Calculatoare și tehnologia informației |
| 5. Inginerie Civilă | 15. Ingineria materialelor |
| 6. Inginerie Electrică | 16. Inginerie și Management |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 17. Arhitectură |
| 8. Inginerie Industrială | 18. Inginerie civilă și instalații |
| 9. Inginerie Mecanică | 19. Inginerie electronică, telecomunicații și tehnologii informaționale |
| 10. Știința Calculatoarelor | |

Universitatea Politehnica Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2019

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității Politehnica Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300223 Timișoara, Bd. Vasile Pârvan nr.2B
Tel./fax 0256 404677
e-mail: editura@upt.ro

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologii Informaționale, Departamentul de Măsurări și Electronică Optică al Universității Politehnica Timișoara și în cadrul companiei Continental Automotive Timișoara, Laboratorul de Compatibilitate Electromagnetică. Perioada de desfășurare a programului doctoral a fost Octombrie 2015 – Iunie 2019.

Teza abordează un domeniu de interes actual și anume ameliorarea și îmbunătățirea testelor de emisii și imunitate în domeniul compatibilității electromagnetice a autovehiculelor rutiere. Lucrarea prezintă rezultatele practice obținute pentru îmbunătățirea testelor de emisii și imunitate conform standardelor din industria auto și de asemenea soluții inovative realizate din metamateriale.

Am avut onoarea ca programul meu de doctorat să se desfășoare sub conducerea distinsului domn Prof.univ.habil.dr.ing. Aldo De Sabata. În calitate de conducător de doctorat, domnul profesor mi-a oferit cu profesionalism sprijin pentru a finaliza lucrarea de doctorat. Îi aduc calde mulțumiri pentru ajutorul acordat în realizarea referatelor de cercetare din cadrul tezei de doctorat precum și pentru parcurgerea etapelor de cercetare necesare atingerii obiectivelor propuse.

Aduc de asemenea mulțumiri domnului Prof.dr.ing. Ladislau Matekovits pentru colaborarea în realizarea de articole și pentru realizarea practică din capitolul 4 (cuplor direcțional format din metamateriale).

Țin să le mulțumesc colegilor de la Continental Automotive Timișoara și celor din Departamentul de Măsurări și Electronică Optică, pentru suportul oferit în realizarea experimentelor practice necesare cercetării și pentru atmosfera plăcută de lucru creată.

Nu în ultimul rând, recunoștința mea se îndreaptă spre familia mea care a dat dovadă de înțelegere, suport și dragoste în timpul desfășurării programului doctoral.

Timișoara, Iunie 2019

Andrei-Marius Silaghi

Părinților mei.

Silaghi, Andrei-Marius

Contribuții la evaluarea și ameliorarea emisiilor și imunității în compatibilitatea electromagnetică a autovehiculelor rutiere

Teze de doctorat ale UPT, Seria 19, Nr. 3, Editura Politehnica, 2019, 160 pagini, 130 figuri, 4 tabele.

ISSN: 2668-425X

ISSN-L: 2668-425X

ISBN: 978-606-35-0313-9

Cuvinte cheie: emisii conduse și radiate, imunitate condusă și radiată, îmbunătățirea repetabilității, metamateriale.

Rezumat,

Teza abordează un domeniu de interes actual și anume ameliorarea și îmbunătățirea testelor de emisii și imunitate în domeniul compatibilității electromagnetice a autovehiculelor rutiere. Lucrarea prezintă rezultatele practice obținute pentru îmbunătățirea testelor de emisii și imunitate conform standardelor din industria auto și de asemenea soluții inovative formate din metamateriale (cutie ecranată și cuplor direcțional). Determinările experimentale au fost însoțite de cele numerice.

CUPRINS

LISTA DE FIGURI.....	6
LISTA DE TABELE.....	8
1. STANDARDELE DIN DOMENIUL COMPATIBILITĂȚII ELECTROMAGNETICE	
A AUTOVEHICULELOR RUTIERE	9
1.1 Generalități.....	9
1.2 CISPR 25 - generalități.....	9
1.3 CISPR 25 - Teste de emisii radiate efectuate în ALSE.....	13
1.4 CISPR 25 - Emisii conduse (metoda tensiunii).....	19
1.5 CISPR 25 - Emisii conduse (metoda sondei de curent)	20
1.6 ISO 11452 - Generalități	21
1.7 ISO 11452-2 Imunitate radiată	24
1.8 ISO 11452-4 Injecție de curent	28
1.9 ISO 11452-5 Stripline	32
2. CONTRIBUȚII LA AMELIORAREA EMISIILOR ÎN COMPATIBILITATEA	
ELECTROMAGNETICĂ A AUTOVEHICULELOR.....	36
2.1 Introducere	36
2.2 Generalități despre emisii radiate	36
2.3 Diferite configurații de măsurare pentru emisii radiate	46
2.4 Metode pentru reducerea nivelurilor emisiilor conduse.....	54
2.5 Metodă de scanare în câmp apropiat folosită la reducerea emisiilor radiate	62
2.6 Validare de cameră ALSE.....	72
2.7 Sumarul contribuțiilor în domeniul emisiilor	84
3. CONTRIBUȚII LA AMELIORAREA IMUNITĂȚII ÎN COMPATIBILITATEA	
ELECTROMAGNETICĂ DIN INDUSTRIA AUTO.....	86
3.1 Introducere	86
3.2 Imunitate radiată - generalități	86
3.3 Testarea imunității la transmițătoarele portabile.....	93
3.4 Măsurarea imunității semnalelor DVB-T/DVB-C.....	101
3.5 Sumarul contribuțiilor în domeniul imunității	113
4. APLICAȚII ALE METAMATERIALELOR ÎN INDUSTRIA AUTOVEHICULELOR	
.....	115
4.1 Introducere	115
4.2 Cutie ecranată formată din metamateriale	116
4.3 Cuplor direcțional realizat din metamateriale.....	122
4.4 Sumarul contribuțiilor în domeniul metamaterialelor	141
5. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII PROPRII	142
5.1 Concluzii	142
5.2 Contribuții proprii	145
BIBLIOGRAFIE.....	149
LISTA PUBLICAȚIILOR.....	158

LISTA DE FIGURI

Fig. 1-1 Procedura de discriminare	10
Fig. 1-2 Configurația de test pentru emisii	13
Fig. 1-3 Configurația cu antena monopol.....	16
Fig. 1-4 Configurația cu antena biconică	16
Fig. 1-5 Configurația cu antena log-periodică	17
Fig. 1-6 Configurația cu antena horn	17
Fig. 1-7 Configurația de echipamente pentru măsurătoarea cu stripline	19
Fig. 1-8 Configurația de echipamente pentru testarea cu LISN.....	20
Fig. 1-9 Configurația de echipamente folosite pentru măsurătoarea cu sonda de curent.....	21
Fig. 1-10 Configurația de test cu antena LogPer.....	27
Fig. 1-11 Configurația de test cu antena horn.....	27
Fig. 1-12 BCI: metoda substituției	29
Fig. 1-13 Instalația de fixare pentru calibrare	30
Fig. 1-14 BCI: metoda în buclă închisă	31
Fig. 1-15 Exemplu de configurare pentru testul de stripline (vedere de sus).....	34
Fig. 1-16 Configurația pentru testul cu stripline	34
Fig. 2-1 Setup-ul de test pentru emisii.....	40
Fig. 2-2 Comparație între factori de antene – Biconică (cu linia albastră) vs. Log-Periodică (cu linia roșie)	40
Fig. 2-3 Comparație între factori de antenă – Log-Periodică (cu linia albastră) vs. Horn (cu linia roșie).....	41
Fig. 2-4 Măsurarea emisiilor radiate ale DUT-ului cu antena monopol	43
Fig. 2-5 Măsurarea DUT-ului cu antena biconică.....	43
Fig. 2-6 Detalii ale măsurătorii precedente (fig. 2.5)	44
Fig. 2-7 Re-măsurarea cu detector de cvasi-vârf a fost efectuată pentru frecvențele la care detectorul de vârf a depășit limita de cvasi-vârf	44
Fig. 2-8 Măsurarea DUT-ului cu antena Log-Periodică.....	45
Fig. 2-9 Măsurătoarea DUT-ului cu antena horn.....	45
Fig. 2-10 Configurația de test cu antena biconică.....	48
Fig. 2-11 Configurația de test cu antena horn.....	49
Fig. 2-12 Configurația de test cu antena monopol (ALSE1).....	50
Fig. 2-13 Configurația de test cu antena log-periodică	51
Fig. 2-14 Configurația de test cu antena log-periodică (ALSE2).....	51
Fig. 2-15 Măsurătoare cu antena monopol	52
Fig. 2-16 Măsurătoare cu lățime de bandă de 9 KHz, polarizare orizontală	52
Fig. 2-17 Măsurătoare cu lățime de bandă de 120 KHz, polarizare orizontală.....	53
Fig. 2-18 Măsurătoare cu lățime de bandă de 1 MHz, polarizare orizontală.....	53
Fig. 2-19 Schemă cu echipamente folosită pentru testarea cu LISN.....	56
Fig. 2-20 Lista de echipamente folosită pentru măsurătoarea cu sonda de curent	57
Fig. 2-21 Echipamente folosite pentru testarea cu stripline.....	57
Fig. 2-22 Setup-ul de test pentru emisii conduse	58
Fig. 2-23 Detaliu al fig. 2.22 cu LISN.....	58
Fig. 2-24 Metoda de discriminare	59
Fig. 2-25 Măsurătoarea inițială. Tensiunea traduce curentul perturbator injectat de DUT în conductoarele de alimentare.	59
Fig. 2-26 PCB-ul care a fost supus testului de emisii conduse	60
Fig. 2-27 Rezultatul în cazul condensatoarelor montate pe șurubul din mijloc	60
Fig. 2-28 Rezultate de măsurare în cazul condensatoarelor mecanice eliminate.. ..	61
Fig. 2-29 Rezultate de măsurare în cazul bobinei cu shield.....	61
Fig. 2-30 Configurația de test cu EMScan.....	65
Fig. 2-31 Antena Monopol folosită pentru testarea în câmp îndepărtat	66
Fig. 2-32 Criteriul de pass/fail din CISPR 25 -2002 (emisii radiate)	67
Fig. 2-33 Rezultatele de măsurare ale testului inițial eșuat de emisii radiate.....	67

Fig. 2-34 Setupul de test cu EHX+	68
Fig. 2-35 Scanarea spațială cu EHX+.....	69
Fig. 2-36 Scanarea spectrală cu EHX+	69
Fig. 2-37 Sonda portabilă	70
Fig. 2-38 Scanarea spectrală după înlocuirea bobinei.....	70
Fig. 2-39 Testul final care este pass	71
Fig. 2-40 Dispozitivul folosit pentru măsurătoare	75
Fig. 2-41 Exemplu de configurație pentru antena monopol	76
Fig. 2-42 Configurația cu antena monopol	76
Fig. 2-43 Configurația cu antena biconică	77
Fig. 2-44 Configurația cu antena log-periodică.....	77
Fig. 2-45 Modelul pentru gama de frecvență 30-200 MHz.....	78
Fig. 2-46 Rularea cu monopol fără corecția pentru limita de 6dB.....	79
Fig. 2-47 Rularea cu monopol fără ferite.....	79
Fig. 2-48 Rularea cu monopol.....	80
Fig. 2-49 Rularea cu biconică și log-periodică.....	80
Fig. 2-50 Valorile de referință vs. valorile măsurate.....	81
Fig. 2-51 Valorile de referință vs. valorile măsurate (antena monopol)	81
Fig. 2-52 Valorile de referință vs. valorile măsurate (antena biconică)	82
Fig. 2-53 Valorile de referință vs. valorile măsurate (antena log-periodică)	82
Fig. 2-54 Delta comparat cu limita de +/-6 dB.....	83
Fig. 3-1 Setup practic pentru DUT utilizând o antenă Log-Periodică	89
Fig. 3-2 Setup practic pentru DUT utilizând o antenă Horn	89
Fig. 3-3 Camera ALSE	90
Fig. 3-4 Generarea de CW (Undă sinusoidală nemonulată).....	91
Fig. 3-5 VSWR corespunzător generării de undă continuă.....	91
Fig. 3-6 Generare de modulație AM (modulată de o undă sinusoidală de 1kHz și 80% grad de modulație).....	92
Fig. 3-7 Generare de modulație PM (modulație de impuls cu durata de 577 μ s și perioada 4.6 ms).....	92
Fig. 3-8 Comparație între directivitățile celor două cuploare direcționale	96
Fig. 3-9 VSWR pentru antena NMHA 52MHz	97
Fig. 3-10 VSWR pentru antena NMHA 125MHz.....	97
Fig. 3-11 VSWR pentru antena NMHA 165MHz.....	98
Fig. 3-12 Diagrama Smith pentru antena NMHA 52MHz	98
Fig. 3-13 Diagrama Smith pentru antena NMHA 125MHz	99
Fig. 3-14 Diagrama Smith pentru antena NMHA 145MHz	99
Fig. 3-15 Testul cu ajutorul cuplorului Werlatone (antena NMHA 125MHz).....	100
Fig. 3-16 Testul cu ajutorul cuplorului AR (antena NMHA 125 MHz).....	100
Fig. 3-17 Configurația de test pentru interferarea DVB-T cu semnal FM	106
Fig. 3-18 BER al semnalului DVB-T QAM64 interferat cu semnal FM comparat cu funcția AWGN BER teoretică	107
Fig. 3-19 Configurația de test pentru interferarea DVB-T cu semnal TV analogic	108
Fig. 3-20 Semnal DVB-T QAM64 interferat cu semnal TV analogic versus funcția AWGN BER teoretică.....	108
Fig. 3-21 Curba teoretică BER versus două tipuri de interferatori	109
Fig. 3-22 Configurația de test pentru măsurătoarea CATV	110
Fig. 3-23 Semnal DVB-C interferat cu semnal analogic TV.....	110
Fig. 3-24 Curba BER cu interferatori diferiți	111
Fig. 3-25 Spectrul semnalului DVB-T interferat cu semnal analogic TV, ambele canale având puteri aproximativ egale (-6dBm)	112
Fig. 3-26 Efectul interferatorului ATV nemonulat asupra constelației 64QAM DVB-T.....	112
Fig. 3-27 Efectul interferatorului ATV modulat asupra constelației 64QAM DVB-T	113
Fig. 4-1. (a) Celula unitate a structurii periodice infinite. (b) DD pentru structura periodică infinită obținută prin repetarea 2D a celei unitate (a).....	117
Fig. 4-2. (a) Celula unitate a structurii periodice infinite (dimensiuni alternative). (b) DD pentru structura periodică infinită obținută prin repetarea 2D a celei unitate din (a). ...	118

Fig. 4-3. (a) Modelul CAD pentru trecerea coaxială. Pereții metalici laterali nu sunt reprezentați. (b) Sferă metalică care acționează ca o discontinuitate pe linie (detaliu din (a)). (c) Parametrii S corespunzători dispozitivului din (a).....	120
Fig. 4-4. (a) Liniile cuplate din cutia ecranată și numerotarea porturilor. Pereții laterali metalici nu sunt reprezentați. (b) Parametrii S corespunzători dispozitivului din (a).....	121
Fig. 4-5 Cuplor direcțional realizat în CST Microwave Studio	125
Fig. 4-6 Parametrul S_{11} simulat	126
Fig. 4-7 Parametrul S_{21} simulat	126
Fig. 4-8 Parametrul S_{31} simulat	127
Fig. 4-9 Parametrul S_{41} simulat	127
Fig. 4-10 Eliminarea a două rânduri	128
Fig. 4-11 Eliminarea a două rânduri. Rezultatele simulării	128
Fig. 4-12 Eliminarea a patru rânduri.....	129
Fig. 4-13 Eliminarea a patru rânduri. Rezultatele simulării	129
Fig. 4-14 Eliminarea a patru rânduri și introducerea unei discontinuități	130
Fig. 4-15 Eliminarea a patru rânduri și introducerea unei discontinuități. Rezultatele simulării.....	130
Fig. 4-16 Cutiuța modificată.....	131
Fig. 4-17 Parametrul S_{11} simulat pentru fig. 4-16	132
Fig. 4-18 Parametrul S_{21} simulat pentru fig. 4-16	132
Fig. 4-19 Câmpul electric E la 3 GHz	133
Fig. 4-20 Câmpul electric E la 7.5 GHz.....	133
Fig. 4-21 Celula unitate	135
Fig. 4-22 Diagrama de dispersie obținută prin repetarea infinită a structurii din fig. 4-21	135
Fig. 4-23 Celula unitate și un conduct metalic.....	136
Fig. 4-24 Diagrama de dispersie obținută prin repetarea infinită a structurii din fig. 4-23	136
Fig. 4-25 Celula unitate și două conductoare metalice	137
Fig. 4-26 Diagrama de dispersie obținută prin repetarea infinită a structurii din fig. 4-25	137
Fig. 4-27 Interiorul cutiei	138
Fig. 4-28 Vedere laterală a celulei unitate din interiorul cutiei	138
Fig. 4-29 Porturile B și D.....	138
Fig. 4-30 Porturile A și C.....	138
Fig. 4-31 Simulări realizate realizate până la frecvența de 5 GHz. Parametrul s_{11}	139
Fig. 4-32 Simulări realizate realizate până la frecvența de 5GHz. Parametrul s_{21}	139
Fig. 4-33 Simulări realizate realizate până la frecvența de 5 GHz. Parametrul s_{41}	140

LISTA DE TABELE

Tabel 1-1 Pașii recomandați pentru fiecare bandă de frecvență.....	12
Tabel 2-1 Măsurătorile realizate.....	42
Tabel 2-2 Măsurători cu sonda portabilă	70
Tabel 3-1 VSWR-ul măsurat pentru cuploarele direcționale	96

1. STANDARDELE DIN DOMENIUL COMPATIBILITĂȚII ELECTROMAGNETICE A AUTOVEHICULELOR RUTIERE

1.1 Generalități

În acest capitol introductiv sunt prezentate și comentate aspecte relevante din cele două standarde care sunt folosite cu precădere în domeniul Compatibilității Electromagnetice a autovehiculelor rutiere: CISPR 25 și ISO 11452. Sunt abordate următoarele metode de testare din standardul CISPR 25: testele de emisii radiate (cu Absorber Lined Shielded Enclosure și Stripline), testele de emisii conduse cu sondă de curent și cele de emisii conduse prin metoda tensiunii. De asemenea, sunt descrise din standardul ISO 11452 sub-capitolele ISO 11452-2 (Absorber Lined Shielded Enclosure), ISO 11452-4 (Bulk Current Injection) și ISO 11452-5 (Stripline).

1.2 CISPR 25 - generalități

Standardul Internațional CISPR 25 a fost conceput cu scopul de a stabili testele de compatibilitate electromagnetice destinate aparaturii electronice din interiorul autovehiculelor. Prin procedurile de test se verifică respectarea limitelor impuse pentru emisiile radiate și conduse de lungă și scurtă durată ale componentelor și modulelor electronice.

În general, sursele de perturbații electromagnetice se pot împărți în două categorii:

- Surse de bandă îngustă (de exemplu, semnalele produse de oscilatoare, semnalele de tact ale microprocesoarelor – fundamentală și armonici, semnalele de comandă ale afișajelor etc).
- Surse de bandă largă (de exemplu: perturbațiile produse de scânteile de la periile motoarelor electrice, cele produse de sistemele de aprindere ale motoarelor, în general de succesiunile de evenimente de tip impuls electromagnetic).

Pentru fiecare modul care trebuie testat este realizat un plan de test (engl. "Test Plan"). Prin acest plan sunt specificate gama de frecvență ce trebuie testată, limitele pentru emisiile conduse și/sau radiate, tensiunea de alimentare a modului, tipurile de antene folosite, locațiile și distanțele elementelor precum și alți parametri relevanți [1].

De asemenea, planul de test definește pentru fiecare bandă de frecvență tipurile de detectoare folosite pentru verificarea conformității cu limitele impuse (detectoare de valoare medie și de vârf sau de valoare medie și cvasi-vârf).

În toate cazurile, dispozitivul testat (DUT – "Device under Test") trebuie să fie conform cu limita de valoare medie dar trebuie să fie conform și cu limita de vârf sau cvasi-vârf, depinzând de cazul particular și de specificațiile din standard. Există

uneori și frecvențe la care sunt impuse limite atât pentru valorile de vârf cât și pentru cele de cvasi-vârf. În aceste situații, DUT-ul trebuie să satisfacă ambele constrângeri.

Procedura generală de discriminare între produsele conforme și cele neconforme, aplicabilă pentru toate benzile de frecvență este descrisă în Fig. 1-1.

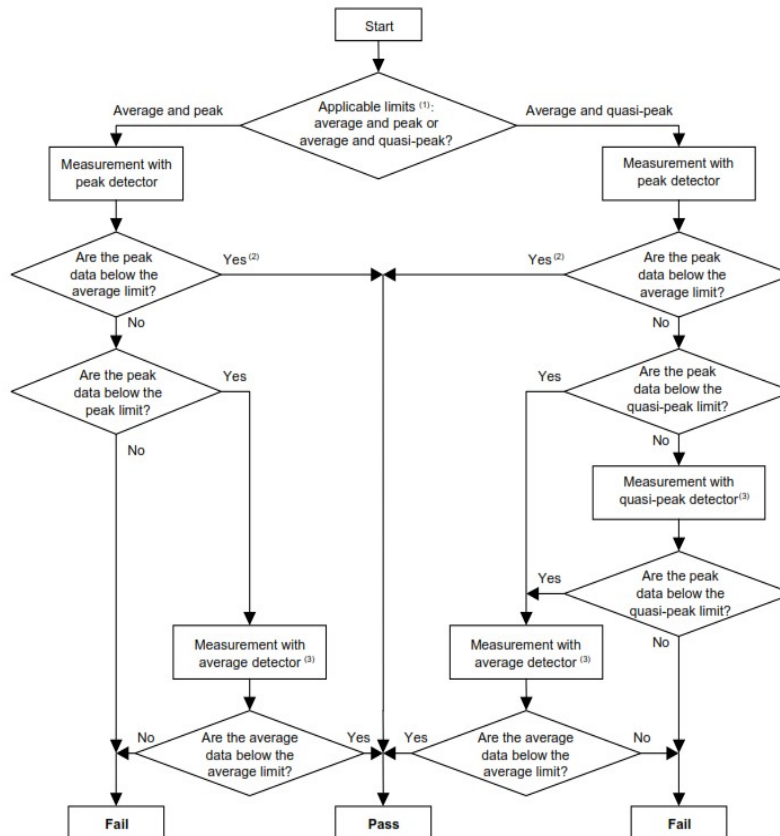


Fig. 1-1 Procedura de discriminare [1]

Condițiile de operare în care se află DUT-ul pot influența semnificativ rezultatele măsurărilor de emisii. Din acest motiv, la efectuarea testelor de emisii ale componentelor și modulelor, DUT-ul trebuie să fie pus în funcțiune în condiții de încărcare tipice și în alte condiții asemănătoare cu cele din vehicul, astfel încât să apară starea maximă de emisii. Condițiile de funcționare sunt specificate în test plan.

Pentru a se asigura și verifica pe durata testului funcționarea prescrisă, corectă a componentelor și modulelor electronice, se utilizează o unitate de interfață periferică prin care se simulează instalarea DUT în vehicul. La această interfață se leagă cablurile care conectează atât senzorii cât și dispozitivele de acționare ale DUT, astfel încât să se poată stabili prin comandă modurile de funcționare prevăzute în planul de test. Unitatea de interfață periferică poate fi amplasată în interiorul sau

în exteriorul incintei ecranate. Dacă se află în incinta ecranată, nivelurile de perturbații generate de către unitatea de interfață periferică trebuie să fie cu cel puțin 6 dB sub limitele de testare specificate în test plan.

În urma efectuării testului se elaborează un raport de încercări. Acesta trebuie să conțină informațiile privitoare la parametrii testului, convenite între client și furnizorul serviciului de testare: identificarea DUT-ului, data și ora încercării, lățimea de bandă, treptele de frecvență, limita de încercare necesară, datele ambientale, datele de încercare. Nivelurile de zgomot electromagnetic ambiental trebuie să fie cu cel puțin 6 dB sub limitele specificate în test plan pentru fiecare încercare care trebuie efectuată. Această cerință este îndeplinită prin efectuarea testelor într-o incintă ecranată, a cărei eficacitate de ecranare trebuie să fie suficientă pentru a se asigura că este îndeplinită cerința privind nivelul de zgomot electromagnetic ambiental.

În cazul măsurătorilor emisiilor radiate, energia reflectată de pereții incintei poate provoca erori de până la 20 dB. Prin urmare, este necesar să se aplice un material absorbant RF pe pereții și plafonul incintei ecranate care urmează să fie utilizată pentru măsurători de emisii radiate. O incintă cu pereți, tavan și podea acoperite cu materiale absorbante, de obicei sub formă de piramide, se numește cameră anecoică. Dacă podeaua nu este acoperită cu material absorbant, camera se numește semi-anecoică, ALSE ("Absorber Lined Shielded Enclosure"). Camerele anecoice se folosesc mai ales în cazul măsurărilor și calibrărilor efectuate pe antene. În cazul componentelor autovehiculelor se utilizează ALSE [1].

Următoarele cerințe trebuie, de asemenea, îndeplinite de către ALSE pentru efectuarea măsurătorilor de emisii RF radiate.

În cazul testelor de emisii radiate, incinta ecranată trebuie să aibă o dimensiune suficientă pentru a se asigura că nici vehiculul sau DUT-ul și nici antena de încercare să nu se afle la mai puțin de 1 m de pereți sau de tavan sau de cea mai apropiată regiune a materialului absorbant utilizat pentru acoperirea vreunei suprafețe.

În special pentru măsurătorile emisiilor radiate, din ALSE trebuie să fie eliminate toate elementele și obiectele care nu sunt relevante pentru teste. Acest lucru este necesar pentru a preîntâmpina eventualele efecte pe care le pot avea aceste obiecte asupra măsurătorilor din cauza modificărilor pe care le-ar putea aduce mediului (câmpului) electromagnetic. Exemple de echipamente care nu sunt necesare sunt: suporturile pentru cabluri, dulapurile de depozitare, birourile, scaunele etc. Personalul care nu participă activ la test este de asemenea exclus din ALSE.

Receptorul de măsurare utilizat în teste trebuie să respecte cerințele standardului CISPR 16-1-1. Se poate utiliza fie scanarea manuală, fie cea automată a frecvenței. În ceea ce privește detectoarele de valoare medie (AV - "Average"), există anumite diferențe între cele conforme cu standardul CISPR (CISPR AV) și cele conforme cu standardul mai vechi CISPR 16-1: 1999, numite simplu detectoare AV. Diferențele sunt explicate în anexa D la CISPR 16-2-3. În cazul aplicării standardului CISPR 25, poate fi utilizat oricare detector, deoarece frecvența de repetiție a impulsurilor la motoarele cu ardere internă este mai mare de 10 Hz [1].

Timpul de măsurare ("dwell-time") al receptorului de scanare trebuie ajustat corespunzător cu banda de frecvență CISPR și cu detectorul utilizat pentru a se asigura atingerea condiției de regim permanent a circuitelor receptorului la fiecare frecvență măsurată. Timpul minim de măsurare, dimensiunea maximă a pasului și lățimea de bandă recomandată (BW) în standard sunt enumerate în Tabelul 1-1. Lățimea de bandă a receptorului de măsurare trebuie aleasă astfel încât pragul de

12 Standardele din domeniul CEM a autovehiculelor rutiere - 1

zgomot ("noise floor") să fie cu cel puțin 6 dB mai mic decât limitele de emisii prevăzute în standard.

Planul de masă este definit ca suprafața metalică superioară a mesei de încercare. Planul de masă trebuie să fie confecționat din cupru, alamă, bronz sau oțel galvanizat cu grosimea minimă de 0,5 mm. Dimensiunea minimă a planului de masă pentru testele de emisii conduse este de 1000 mm × 400 mm. Lățimea minimă a planului de masă pentru emisiile radiate este de 1 000 mm. Lungimea minimă a planului de masă pentru emisiile radiate trebuie să fie de 2 000 mm, sau lungimea întregului echipament la care se adaugă 200 mm, în funcție de care dintre acestea este mai mare [1].

Tabel 1-1 Pașii recomandați pentru fiecare bandă de frecvență [1]

Serviciul/ banda de frecvență [MHz]	Detectorul de vârf		Detectorul de cvasi-vârf		Detectorul de valoare medie	
	Pasul în frecvență	Timp/pas	Pasul în frecvență	Timp /pas	Pasul în frecvență	Timp/pas
Difuziune AM 0,15- 30	5 kHz	50 ms	5 kHz	1 s	5 kHz	50 ms
Difuziune FM 76-108	50 kHz	5 ms	50 kHz	1 s	50 kHz	5 ms
Servicii mobile 30-1000						
Banda TV I, III, IV/V DAB 171-245						
DTTV 470-770	50 kHz	5 ms	N.A.	N.A.	50 kHz	5 ms
Servicii mobile 1000 - 2500	50 kHz	5 ms	N.A.	N.A.	50 kHz	5 ms
GPS L1 civil 1567-1583	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	5kHz	5ms

Înălțimea planului de masă trebuie să fie (900 ± 100) mm deasupra podelei. Planul de masă trebuie să fie legat de pereții sau de podeaua incintei ecranate astfel încât rezistența d.c. să nu depășească 2,5 mΩ. Distanța de la marginea platbandei de împământare până la marginea următoarei platbande nu trebuie să depășească 300 mm. Raportul dintre lungimea maximă și lățimea platbandelor de împământare este de 7: 1 [1].

Fiecare cablu de alimentare cu curent electric a DUT-ului trebuie să fie conectat la sursa de alimentare printr-o rețea artificială. Rețeaua artificială trebuie să aibă o inductivitate nominală de 5 μH.

În funcție de instalația prevăzută pentru DUT în vehicul, distingem două situații:

- EUT împământat de la distanță ("remotely grounded") (linie de întoarcere a curentului de putere a vehiculului mai mare de 200 mm): în acest caz, sunt necesare două rețele artificiale, una pentru linia de alimentare pozitivă și una pentru linia de retur electric.

- EUT cu pământare locală ("locally grounded") (linia de întoarcere a curentului de putere a vehiculului este de 200 mm sau mai scurtă): este necesară o singură rețea artificială și anume pentru alimentarea pozitivă.

Rețelele artificiale trebuie dispuse și montate direct pe planul de masă. Carcasele rețelelor artificiale trebuie să fie legate la planul de masă. Firul de întoarcere a curentului sursei de alimentare trebuie de asemenea să fie conectat la planul de masă (între sursa de alimentare și rețeaua artificială). Portul de

măsurare al rețelei artificiale care nu este conectat la instrumentul de măsurare trebuie sa fie conectat la o sarcină de 50Ω , în conformitate cu concepția LISN ("Line Impedance Stabilisation Network").

Simulatorul de sarcină include senzori și dispozitive de acționare și este partea finală a harness-ului (mănunchiul de cabluri) conectat la DUT. Pentru a asigura o reproductibilitate suficientă, pentru fiecare măsurătoare trebuie utilizată aceeași terminație atât în cazul unui echipament special (de exemplu, rețele artificiale, filtrele) – cât și în cazul simulatorului de sarcină [1].

1.3 CISPR 25 – Teste de emisii radiate efectuate în ALSE

Măsurătorile asupra intensității câmpului radiat în testele de emisii sunt efectuate într-o ALSE pentru a se elimina nivelurile ridicate de perturbații externe provocate de echipamentele electrice și de stațiile de radiodifuziune.

Emisiile radiate se referă la mecanismele prin care câmpurile electromagnetice sunt generate în interiorul unui dispozitiv electronic și se propagă către o antenă de măsurare care este folosită pentru verificarea conformității cu anumite limite cerute de standarde [2].

Principalele echipamente necesare pentru măsurarea emisiilor radiate sunt: receptorul utilizat pentru măsurarea semnalului provenit de la antenă, antena care captează câmpul electric emis de DUT, cablurile RF și un sistem de monitorizare. Toate echipamentele hardware utilizate trebuie să fie calibrate și verificate periodic pentru a se asigura capacitatea de testare. O variantă simplificată de testare a emisiilor radiate este prezentată în Fig. 1-2. [1]

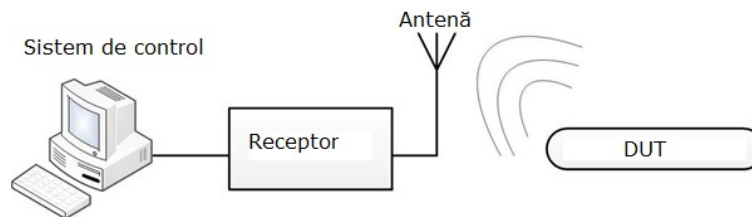


Fig. 1-2 Configurația de test pentru emisii [1]

Receptorul de măsurare este de regulă un voltmetru selectiv pentru tensiuni de înaltă frecvență. Aceste receptoare au la bază principiul superheterodinei, pe baza căruia funcționează receptoarele de radio și de televiziune [3].

În funcție de standardul după care este construit aparatul, din tensiunea de ieșire se poate obține o valoare proporțională cu:

- Valoarea de vârf
- Valoarea de cvasi-vârf
- Valoarea medie

Detectorul de vârf indică valoarea maximă a tensiunii de ieșire redresate a amplificatorului de frecvență intermediară, exprimată în valori efective ale unei tensiuni perturbatoare sinusoidale care ar produce aceeași tensiune redresată [3].

Detectorul de cvasi- vârf indică o valoare de vârf modificată a tensiunii de frecvență intermediară [3]. În cazul semnalelor în care o purtătoare sinusoidală este modulată în impuls, cu impulsuri cu factor de umplere mic, valoarea indicată este mai mică decât cea dată de detectorul de vârf.

Detectorul de valoare medie produce o tensiune egală cu valoarea medie aritmetică a înfășurătoarei tensiunii de frecvență intermediară [3].

În cazul perturbațiilor sub forma unor purtătoare nemodulate, toate cele trei detectoare dau aceeași valoare.

Conform standardului CISPR 25, măsurătorile emisiilor radiate sunt efectuate în domeniul de frecvență de la 150 kHz la 2500 MHz [1].

De obicei, pentru testarea emisiilor se utilizează o antenă monopol în intervalul de la 0,1 până la 30 MHz, se utilizează o antenă biconică în intervalul 30 - 200 MHz, o antenă log-periodică de la 200 MHz la 1 GHz și o antena horn de la 1 GHz până la 3,2 GHz.

DUT-ul se plasează pe un material de permitivitate relativă redusă, non-conductiv la (50 ± 5) mm deasupra planului de masă.

Carcasa DUT-ului nu trebuie să fie legată electric la planul de masă decât dacă acesta este destinat să simuleze configurația reală a vehiculului. Latura DUT-ului care este cea mai apropiată de marginea din față ("front edge") a planului de masă trebuie să fie situată la o distanță de (200 ± 10) mm de marginea din față a planului de masă.

Lungimea totală a harness-ului de testare între DUT și simulatorul de sarcină nu trebuie să depășească 2 000 mm (sau eventual așa cum este definit în planul de testare). Tipurile de cabluri sunt selectate în funcție de aplicație și de cerințele sistemului testat. Ca și DUT-ul, harness-ul de testare trebuie plasat pe un material de permitivitate relativă redusă, non-conductiv la (50 ± 5) mm deasupra planului de masă.

Lungimea părții din harness care este paralelă cu partea frontală a planului de masă trebuie să fie $(1\ 500 \pm 75)$ mm. Segmentul lung al harness-ului de testare trebuie să fie amplasat paralel cu marginea planului de masă orientat spre antenă, la o distanță de (100 ± 10) mm de margine. Localizarea DUT-ului și a simulatorului de sarcină necesită ca unghiul de îndoire a harness-ului să fie de 90 de grade [1].

De preferat, simulatorul de sarcină trebuie plasat direct pe planul de masă. Dacă simulatorul de sarcină are o carcasă metalică, această carcasă va fi legată de planul de masă. Alternativ, simulatorul de sarcină poate fi amplasat în apropierea planului de masă (în cazul simulatorului de sarcină legat la planul de masă) sau în afara camerei de testare dacă legarea la planul de masă nu este necesară.

Atunci când simulatorul de sarcină se află pe planul de masă, liniile de alimentare cu tensiune continuă ale simulatorului de sarcină trebuie să fie conectate prin rețeaua artificială. Centrul de fază al antenei de măsurare trebuie să fie cu (100 ± 10) mm deasupra planului de masă pentru antenele biconice, log-periodice și horn.

Pentru testele de emisii radiate, incinta ecranată trebuie să aibă o dimensiune suficient de mare pentru a se asigura că nici DUT-ul, nici antena de încercare să nu se afle la mai puțin de 1 m de pereți sau plafoane sau până la cea mai apropiată suprafață a materialului absorbant utilizat. Nicio parte a elementului radiant al antenei nu trebuie să fie mai apropiată de 250 mm față de podea.

Distanța dintre partea longitudinală ($1\ 500$ mm lungime) a harness-ului și punctul de referință al antenei trebuie să fie de $(1\ 000 \pm 10)$ mm.

Punctul de referință al antenei este definit ca fiind:

- elementul vertical pentru antenele monopol,
- centrul de fază pentru antenele biconice,
- vârful antenei pentru antenele cu elemente log-periodice,
- deschiderea frontală pentru antenele horn

Fiecare antenă (excluzând antena monopol) trebuie calibrată pentru acest punct de referință pentru o distanță de măsurare de 1 000 mm. Perpendiculara din centrul de fază al antenei pe linia harness-ului trebuie să cadă în mijlocul acestuia pentru frecvențe de până la 1 000 MHz. Perpendiculara din centrul de fază al antenei pe linia DUT-ului trebuie să cadă în mijlocul acestuia pentru frecvențe de peste 1 000 MHz.

Aranjamentul general al sursei de perturbație, al harness-ului și al celorlalte elemente reprezintă o condiție standard de testare. Orice abateri de la lungimea standard a harness-ului și a celorlalți parametri trebuie convenită înainte de testare și trebuie să fie înregistrată în raportul de testare. DUT-ul trebuie să funcționeze în condiții de încărcare tipice, precum și în alte condiții, ca în vehicul, astfel încât să se producă starea maximă de emisie.

Aceste condiții de funcționare trebuie să fie clar definite în planul de testare, pentru a se asigura că furnizorul și clientul pot efectua teste identice. Orientarea sau orientările DUT-ului pentru măsurările emisiilor radiate trebuie să fie definite în test plan.

De la 150 kHz la 30 MHz se efectuează măsurători numai în polarizare verticală. De la 30 MHz la 2500 MHz se efectuează măsurători în polarizări verticală și orizontală [1].

Configurații practice de testare sunt prezentate în Fig. 1-3 – Fig. 1-6.

În Fig. 1-3 putem observa: 1-DUT, 2-harness, 3-simulator de sarcină, 4-baterie, 5-LISN, 6-masa metalică, 7-suport cu permitivitate scăzută, 8-antena monopol, 9-conexiunea la masă, 10-cablu coaxial, 11-conector, 12-instrument de măsură, 13- material absorbant RF, 15-sistem de monitorizare.

În Fig. 1-4 putem observa: 1-DUT, 2-harness, 3-simulator de sarcină, 4-baterie, 5-LISN, 6-masa metalică, 7-suport cu permitivitate scăzută, 8-antena biconică, 10-cablu coaxial, 11-conector, 12-instrument de măsură, 13-material absorbant RF, 14-sistem de monitorizare.

În Fig. 1-5 putem observa: 1-DUT, 2-harness, 3-simulator de sarcină, 4-baterie, 5-LISN, 6-masa metalică, 7-suport cu permitivitate scăzută, 8-antena log-periodică, 10-cablu coaxial, 11-conector, 12-instrument de măsură, 13-material absorbant RF, 14-sistem de monitorizare.

În Fig. 1-6 putem observa: 1-DUT, 2-harness, 3-simulator de sarcină, 4-baterie, 5-LISN, 6-masa metalică, 7-suport cu permitivitate scăzută, 8-antena horn, 10-cablu coaxial, 11-conector, 12-instrument de măsură, 13-material absorbant RF, 14-sistem de monitorizare.

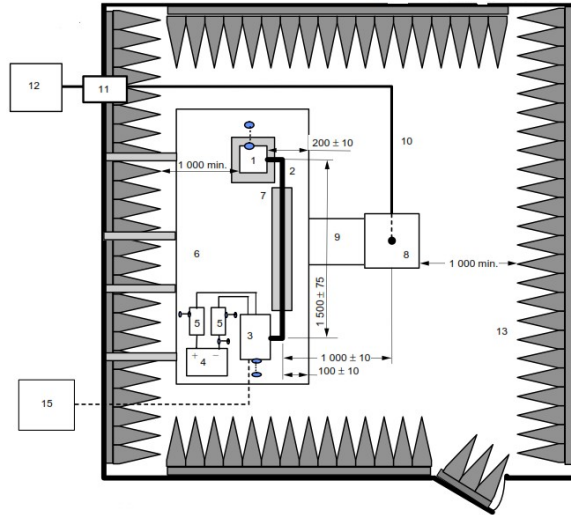


Fig. 1-3 Configurația cu antena monopol [1]

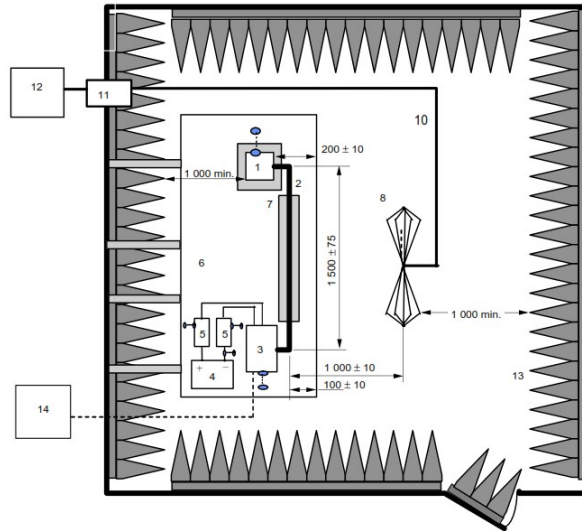


Fig. 1-4 Configurația cu antena biconică [1]

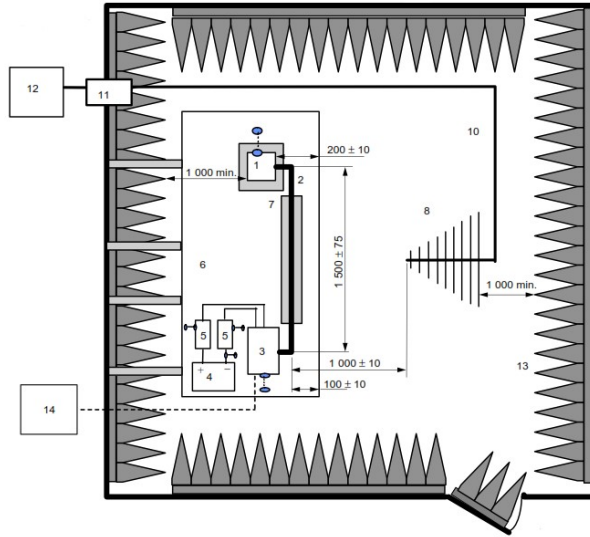


Fig. 1-5 Configurația cu antena log-periodică [1]

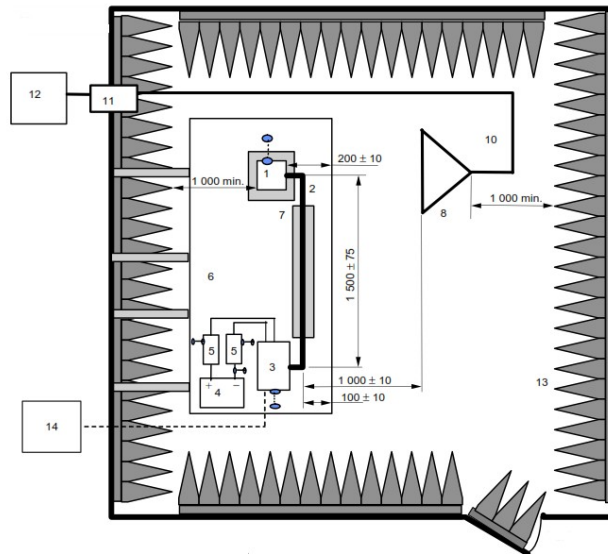


Fig. 1-6 Configurația cu antena horn [1]

Într-o încăpere ecranată, poate fi de asemenea folosită metoda stripline pentru măsurarea emisiilor radiate. După cum se vede în Fig. 1-7 un capăt al stripline este conectat la receptorul de măsurare și un capăt la o terminație de 50 Ω [1].

Stripline este un ghid de unde deschis, care constă dintr-un plan de masă și un conductor activ (septum) și are o anumită impedanță caracteristică. Valorile utilizate frecvent pentru impedanțele caracteristice sunt 50Ω și 90Ω . Zonele cu dimensiune variabilă (tapers) ale conductorului asigură tranziția graduală de impedanță caracteristică [3].

Stripline-ul poate fi utilizat în domeniul de frecvență de la 150 kHz la 400 MHz, în cazul în care harness-ul este elementul principal care radiază sau se cuplează prin radiație. Limitele domeniului de frecvență pot fi extinse până la 1000 MHz dacă: se poate demonstra că modul TEM rămâne modul de propagare dominant, DUT-ul se află sub septum, iar înălțimea DUT-ului este limitată la 1/3 din înălțimea septumului. Măsurătorile se efectuează într-o incintă ecranată pentru a elimina nivelurile ridicate de perturbații externe.

Pentru a se obține rezultate reproductibile ale testelor, DUT-ul și aranjamentul de încercare trebuie să fie amplasate în aceeași poziție în stripline pentru fiecare măsurătoare repetată. Trebuie să se păstreze o adaptare corespunzătoare a impedanței între stripline și instrumentul de măsurare de 50Ω pentru toate frecvențele. Acest lucru se poate realiza prin utilizarea transformatoarelor de impedanță construite din linii de transmisie fără pierderi sau a unei rețele de adaptare cu elemente concentrate.

DUT-ul se plasează (50 ± 5) mm deasupra planului de masă pe un material de permitivitate relativă mică și non-conductiv și se află pe aceeași parte ca sarcina de 50Ω a stripline-ului. Carcasa DUT-ului nu se leagă la planul de masă decât dacă este destinat să simuleze configurația reală a vehiculului. În cazul în care DUT-ul nu este amplasat sub septum, dispozitivul trebuie să se afle la o distanță de 200 mm de marginea septumului [1].

Lungimea harness-ului paralel cu septumul trebuie să fie ($1\ 000 \pm 50$) mm. Lungimea totală a harness-ului între DUT și simulatorul de sarcină este tipic de 1700 mm și nu trebuie să depășească 2 000 mm. Același harness poate fi utilizat ca în cazul metodei de testare ALSE (a se vedea subcapitolul anterior).

Segmentul lung al harness-ului de testare trebuie să se afle în interiorul unei treimi din lățimea septului. În mod ideal, acesta este plasat sub linia mediană a septului. Harness-ul de testare trebuie plasat pe un material de permitivitate relativă mică la (50 ± 5) mm deasupra planului de masă. Localizarea DUT-ului și a simulatorului de sarcină necesită un unghi de îndoire a harness-ului de (90 ± 15) grade [1].

Simulatorul de sarcină trebuie amplasat la o distanță de 200 mm de marginea septumului. Dacă acest lucru nu poate fi realizat, locația reală a simulatorului de sarcină trebuie să fie specificată în raportul de testare. Simulatorul de sarcină trebuie plasat direct pe masa metalică conectată la masa camerei.

Dacă simulatorul de sarcină are o carcasă metalică, aceasta va fi legată de planul de masă. Alternativ, simulatorul de sarcină poate fi amplasat în apropierea planului de masă (cu carcasa simulatorului de sarcină legată la planul de masă) sau în afara camerei de testare. Atunci când simulatorul de sarcină se află pe planul de masă, liniile de alimentare cu tensiune continuă a simulatorului de sarcină trebuie să fie conectate prin rețeaua artificială [1].

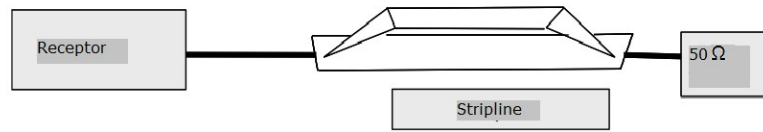


Fig. 1-7 Configurația de echipamente pentru măsuratoarea cu stripline [1]

1.4 CISPR 25 – Emisii conduse (metoda tensiunii)

Standardele de emisii conduse reglementează și controlează radiația provenită de la sistemul public de distribuție a curentului alternativ, care rezultă din curentii de zgomot care sunt injectați în liniile de alimentare de către aparatele și echipamentele electrice și electronice [4].

Deoarece sursa de alimentare a produsului este cea care este conectată direct la linia de alimentare, proiectarea sursei de alimentare și a filtrului de rețea are o mare influență asupra emisiilor conduse. Acest lucru este valabil în special în cazul surselor de alimentare în comutație și al motoarelor cu turație variabilă [4].

Există două metode principale pentru măsurarea emisiilor conduse ale unui DUT: LISN (metoda tensiunii) și metoda sondei de curent.

O configurație simplificată a testului de măsurare a emisiilor cu LISN este prezentată în Fig. 1-8. Echipamentele principale din sistemul de măsurare sunt: receptorul de măsurare (care este utilizat pentru măsurarea semnalului provenit de la LISN), LISN (care achiziționează perturbațiile emise de DUT) și cablurile RF.

Receptorul de măsurare are o lățime de bandă (rezoluție) bine definită prin standard (200Hz, 9kHz, 120kHz și 1 MHz) și detectoare standardizate (de vârf, de valoare medie și de cvasi-vârf).

O rețea LISN (Rețea de Stabilizare a Impedanței) este un filtru trece-jos care furnizează tensiunea și curentul necesar de la rețeaua de alimentare la echipamentele în curs de testare (DUT) și filtrează perturbațiile introduse de linia de alimentare. De asemenea, împiedică perturbațiile de la DUT să ajungă la linia de alimentare și permite măsurarea curentilor perturbatori generați de DUT prin intermediul tensiunilor pe care aceștia le produc pe sarcini de 50 Ω.

LISN este plasat între sursa de alimentare și DUT și deci poate fi utilizat pentru evaluarea emisiilor conduse.

Conform Standardului CISPR 25, măsurătorile de emisii conduse sunt efectuate în intervalul de frecvență de 9 KHz - 1 GHz. Aceste măsurători de tensiune caracterizează emisiile doar pe o singură bornă și nu pot caracteriza emisiile radiate produse de PCB [1].

Emisiile conduse generate pe liniile de alimentare sunt măsurate succesiv pe linia de alimentare pozitivă și pe cea de întoarcere a curentului prin conectarea instrumentului de măsurare la portul de măsurare aferent al rețelei artificiale.

DUT-ul se plasează pe un material de permitivitate relativă redusă la (50 ± 5) mm deasupra planului de masă.

Carcasa DUT-ului nu trebuie să fie legată la planul de masă decât dacă este destinată să simuleze configurația reală a vehiculului. Toate laturile DUT-ului trebuie să fie la cel puțin 100 mm de marginile planului de masă. În cazul unui dispozitiv

legat la pământ, punctul de legătură la masă trebuie să aibă și o distanță minimă de 100 mm de la marginile planului de masă.

Linia de alimentare cu energie dintre conectorul rețelei artificiale și conectorul DUT-ului trebuie să aibă o lungime standard de 200mm. Harness-ul trebuie să fie plasat pe o linie dreaptă, pe un material de permitivitate relativă redusă, non-conductiv la o distanță de (50 ± 5) mm deasupra planului de masă [1].

DUT-ul trebuie să funcționeze în condiții de încărcare tipice și în alte condiții ca în vehicul, astfel încât să se producă starea de generare maximă a emisiilor conduse. Aceste condiții de funcționare trebuie să fie clar definite în planul de testare pentru a se avea siguranța că furnizorii și clienții efectuează teste identice.

Lungimea totală a harness-ului (cu excepția liniilor de alimentare) nu trebuie să depășească 2 m. Tipurile de cabluri sunt definite de aplicația avută în vedere și de cerințele sistemului în condiții de funcționare reale. Toate cablurile trebuie amplasate la o distanță minimă de 100 mm de marginea planului de masă.

De preferință, simulatorul de sarcină trebuie plasat direct pe planul de masă (ca să aibă un plan de masă comun cu DUT-ul și harness-ul, ca în autovehicul). Dacă simulatorul de sarcină are o carcasă metalică, aceasta va fi legată la planul de masă. Atunci când simulatorul de sarcină se află pe planul de masă, liniile de alimentare d.c. ale sale trebuie să fie conectate direct la sursa de alimentare și nu prin rețeaua artificială.

Generatoarele / alternatoarele trebuie să fie încărcate cu o combinație de baterii și rezistoare paralele și conectate la rețeaua artificială. Curentul de sarcină, viteza de funcționare, lungimea harness-ului și alte condiții sunt definite în planul de testare [1].

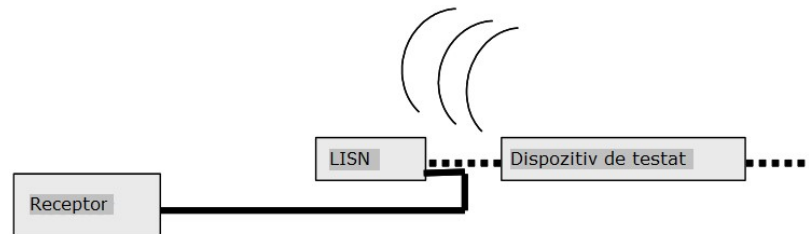


Fig. 1-8 Configurația de echipamente pentru testarea cu LISN [1]

1.5 CISPR 25 – Emisii conduse (metoda sondei de curent)

O a doua metodă de măsurare a emisiilor conduse este prezentată în Fig. 1-9 și folosește o sondă (transformator) de curent pe liniile de alimentare. DUT-ul se plasează pe un material de permitivitate relativă scăzută, non-conductiv la (50 ± 5) mm deasupra planului de masă [1].

Carcasa DUT-ului nu se leagă la planul de masă decât dacă aceasta este destinată să simuleze configurația reală a vehiculului. DUT-ul trebuie să fie la cel puțin 100 mm de la marginea planului de masă. Harness-ul de testare trebuie să aibă lungimea de 1700 mm și să fie plasat pe un material neconductor poziționat la 50 mm deasupra planului de masă. Sonda de curent trebuie montată în jurul

harness-ului complet (incluzând toate cablurile, măsurându-se doar curenții de mod comun). Sonda va fi poziționată la două distanțe: 50 mm și 750 mm de la DUT. În cazul în care EUT este echipat cu un conector metallic, sonda trebuie să fie fixată pe cablul imediat adiacent conectorului, dar nu în jurul conectorului propriu-zis. DUT-ul și toate părțile componente ale setup-ului de test trebuie să fie la distanță de cel puțin 100 mm de la marginea planului de masă [1].

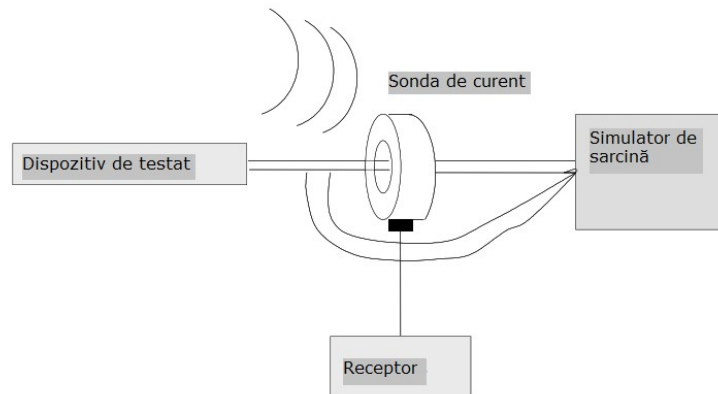


Fig. 1-9 Configurația de echipamente folosite pentru măsurătoarea cu sonda de curent [1]

1.6 ISO 11452 - Generalități

ISO (Organizația Internațională pentru Standardizare) este o federație mondială a organismelor naționale de standardizare (organisme membre ISO). Activitatea de pregătire a standardelor internaționale este în mod normal realizată de către comitetele tehnice ISO. La această activitate participă de asemenea alte organizații internaționale, guvernamentale și neguvernamentale, în colaborare cu ISO. ISO colaborează îndeaproape cu Comisia Electrotehnică Internațională (IEC) pentru toate aspectele legate de standardizare în Electrotehnică.

Sarcina principală a comitetelor tehnice este de a concepe și propune proiectele de standarde internaționale. Proiectele de standarde internaționale adoptate de comisiile tehnice sunt transmise organismelor membre în vederea aprobării sau respingerii. Publicarea ca standard internațional necesită aprobarea a cel puțin 75% dintre organismele membre care au votat. ISO 11452-1 a fost elaborat de Comitetul tehnic ISO / TC 22, Vehicule rutiere, Subcomitetul SC 3, Echipamente electrice și electronice.

ISO 11452 cuprinde următoarele părți: Partea 1: Principii generale și terminologie; Partea 2: Camere (semi)anecoice (Absorber-lined shielded enclosure - ALSE); Partea 3: Celule TEM (Transverse Electromagnetic Mode cells); Partea 4: Injecția de curent (de volum, Bulk current injection - BCI); Partea 5: Stripline [5].

Standardul pornește de la faptul că, în ultimii ani, au fost introduse în construcția autovehiculelor tot mai multe dispozitive electronice pentru controlul, monitorizarea și afișarea valorilor corespunzătoare unor funcții și funcționalități. Este necesar însă să se ia în considerare mediul electric și electromagnetic în care funcționează aceste dispozitive deoarece, în timpul funcționării normale a acestor

echipamente, din interiorul autovehiculelor apar perturbații electrice și de radio-frecvență. Acestea sunt generate pe o gamă largă de frecvențe, au diferite caracteristici electrice și pot fi distribuite către dispozitivele și sistemele electronice prin conducție, radiație sau ambele.

Semnalele de bandă îngustă generate de surse din interiorul sau din afara vehiculului pot fi de asemenea cuplate în sistemul electric sau electronic, afectând performanțele normale ale dispozitivelor electronice. Astfel de surse de perturbații electromagnetice de bandă îngustă includ transmisiile radio mobile și emițătoarele de difuziune. În acest sens, trebuie stabilite caracteristicile asociate imunității componentelor din autovehicul la perturbațiile radiate. ISO 11452 propune diferite metode de testare pentru evaluarea acestor caracteristici de imunitate [5].

ISO 11452-1 prezintă cadrul general, definește termenii specifici, oferă îndrumări practice și stabilește principiile de bază ale testelor efectuate asupra componentelor din autovehicul. Acestea sunt utilizate în celelalte părți ale ISO 11452 pentru testarea imunității componentelor electronice ale autoturismelor și vehiculelor comerciale la perturbații electrice generate de radiațiile electromagnetice de bandă îngustă, indiferent de sistemul de propulsie al vehiculului (de exemplu, motorul cu aprindere prin scânteie, motorul diesel, motorul electric).

Perturbațiile electromagnetice luate în considerare sunt limitate la câmpurile electromagnetice de lungă durată și de bandă îngustă. Testarea imunității componentelor este concepută pentru o gamă largă de frecvențe (0,01 MHz până la 18 000 MHz) în toate părțile standardului ISO 11452. În consecință, metodele de testare, procedurile, instrumentele de testare și nivelurile specificate în ISO 11452 sunt destinate să faciliteze specificarea componentelor în ceea ce privește perturbațiile electrice prin energia electromagnetică radiată în semnale de bandă îngustă [5].

Unele echipamente sunt deosebit de susceptibile la anumite caracteristici ale perturbațiilor electromagnetice, cum ar fi frecvența, nivelul, tipul de cuplaj sau de modulare. Dispozitivele electronice sunt, uneori, mai susceptibile la semnale modulate, decât la semnalele de radiofrecvență (RF) nemondate din cauza faptului că perturbațiile de înaltă frecvență pot fi demodate de materialele semiconductoare din componența acestora.

Dacă nu se specifică altfel, următoarele condiții de testare sunt comune tuturor părților din ISO 11452: temperatura de testare; tensiunea de alimentare; modulația; timpul unui pas în frecvență (necesar pentru ca răspunsul DUT să atingă regimul permanent sau ca durata de testare să fie semnificativă); definirea nivelului de severitate a testului.

Temperatura ambiantă în timpul încercării trebuie să fie $(23 \pm 5)^\circ \text{C}$. Dacă este convenită o altă valoare de către utilizatorii ISO 11452, valoarea se înregistrează în raportul de încercare. Tensiunea de alimentare în timpul încercării este $(13,5 \pm 0,5) \text{ V}$ pentru sistemele electrice de 12 V și $(27 \pm 1) \text{ V}$ pentru sistemele electrice de 24 V. În cazul în care utilizatorii ISO 11452 convin asupra altor valori, acestea se înregistrează în raportul de încercare.

Caracteristicile DUT-ului determină alegerea tipului și frecvenței modulației care trebuie utilizate. Dacă nu sunt convenite valori sau tehnici de modulație specifice între utilizatorii ISO 11452, trebuie utilizate următoarele modulații: undă sinusoidală nemondată (CW), undă sinusoidală modulată în amplitudine (AM) cu modulator sinusoidal de 1 kHz la 80% (indice de modulare $m = 0,8$), undă sinusoidală modulată în impuls (PM, similar cu GSM), cu durata impulsurilor $t_{on} = 577 \mu\text{s}$ și perioada = $4\ 600 \mu\text{s}$ [5].

Următoarele intervale de frecvență trebuie utilizate pentru testele descrise în toate părțile standardului ISO 11452 - CW: 0,01 MHz până la 18 GHz; AM: 0,01 MHz până la 800 MHz; PM: 800 MHz până la 18 GHz. În toate cazurile, timpul de expunere minim ("dwell time") trebuie să fie de cel puțin 1 secundă.

Pentru testarea modulelor, este de dorit ca modulul să fie conectat la senzorii și sarcinile din aplicația pentru care a fost conceput. În cazul în care anumite sarcini și senzori nu sunt convenabile pentru utilizare în testare, este acceptabilă utilizarea unei sarcini echivalente electric, cu condiția ca sarcinile artificiale să aibă aceeași impedanță caracteristică ca și dispozitivele efective din cazul real, în cadrul benzii de frecvență în curs de testare.

Stabilirea condițiilor uniforme de măsurare pentru toate testele și echipamentele la frecvențe radio necesită respectarea unor practici specifice de punere la pământ (grounding). Planul de masă trebuie să fie făcut din cupru, alamă sau oțel zincat și să aibă o grosime minimă de 0,5 mm. Lungimea și lățimea trebuie să fie în conformitate cu partea relevantă pentru testul respectiv din ISO 11452 [5].

Atunci când o anumită metodă de testare individuală o cere, DUT-ul și rețeaua artificială se plasează pe un plan de masă, iar sarcinile montate ca terminatoare ("terminating loads") trebuie să fie conectate la planul de masă ca în proiectul de instalare a dispozitivului și nu trebuie realizat un alt mod de împământare cu excepția cazului în care acest lucru nu se solicită în instrucțiunile de instalare ale DUT-ului pentru testare. Nu se utilizează nicio ecranare în afara celei specificate în instrucțiunile de instalare [5].

Înainte de a efectua testele, se întocmește un plan de testare care include: nivelurile de severitate ("test severity levels") ale testelor, condițiile de monitorizare pentru DUT, banda de frecvențe, metoda (metodele) care urmează să fie utilizată(e), modul de funcționare al DUT, criteriile de acceptare a funcționării DUT-ului, polarizarea antenei, orientarea DUT-ului și legarea la pământ, locația antenei, conținutul rapoartelor de încercare și orice instrucțiuni și modificări speciale față de testul standard.

Acest standard specifică, de asemenea, o metodă generală pentru clasificarea funcționalităților (FPSC-Function Performance Status Classification) dispozitivelor electronice pentru automobile atunci când se utilizează metodele de testare și în condițiile de testare date în cadrul standardului ISO 11452. Semnalele și metodele de testare corespunzătoare, nivelul de severitate a semnalului de test sunt specificate însă în părțile individuale ale ISO 11452. Clasificarea este după cum urmează [5]:

- **Clasa A:** toate funcțiile dispozitivului funcționează așa cum au fost proiectate în timpul și după expunerea la perturbație.
- **Clasa B:** toate funcțiile dispozitivului funcționează așa cum au fost proiectate în timpul expunerii la perturbație, dar unele pot depăși toleranțele admise. Toate funcțiile revin la normal după oprirea perturbației.
- **Clasa C:** una sau mai multe funcții ale dispozitivului nu funcționează cum au fost proiectate în timpul expunerii, dar revin la normal după oprirea perturbației.
- **Clasa D:** una sau mai multe funcții ale dispozitivului nu funcționează cum au fost proiectate în timpul expunerii, și nu revin la normal decât după oprirea perturbației și după ce sistemul este resetat.
- **Clasa E:** una sau mai multe funcții ale dispozitivului nu funcționează cum au fost proiectate în timpul expunerii, și nu revin la normal decât după ce dispozitivul este înlocuit [5].

1.7 ISO 11452-2 Imunitate radiată

Scopul testelor de imunitate radiată este de a asigura că produsul va funcționa corect atunci când este instalat în apropierea emițătoarelor de mare putere. Tipurile comune de emițătoare sunt transmițătoare AM și FM și radare de supraveghere a aeroporturilor. Producătorii testează produsele pentru aceste tipuri de emițătoare prin expunerea produsului la o formă de undă tipică, nivelul semnalului aplicat reprezentând expunerea produsului în cel mai rău caz și determină astfel dacă acesta va funcționa în mod satisfăcător. Dacă produsul nu poate funcționa în mod satisfăcător în prezența unor astfel de instalații, această deficiență ar trebui identificată înainte de comercializare, astfel încât să poată fi aplicate modificări în structura produsului [2].

Măsurătorile de imunitate pentru vehicule complete pot fi realizate, în general, numai de către producătorul vehiculului, din cauza costurilor ridicate ale incintelor ALSE, precum și din cauza tendinței de a păstra secretul prototipurilor. Pentru cercetare, dezvoltare și controlul calității, producătorii de vehicule și furnizorii de echipamente (industria orizontală) pot recurge la metode de testare și măsurare ale componentelor și dispozitivelor electronice în cadrul unor laboratoare specializate în Compatibilitate Electromagnetică.

Partea standardului ISO 11452 - 2 specifică o metodă care se desfășoară în ALSE pentru testarea imunității radiate (sursă de radiație în afara vehiculului) a componentelor electronice pentru autoturisme și vehicule comerciale, indiferent de sistemul de propulsie (de exemplu motor cu aprindere prin scânteie, motor diesel, motor electric). Dispozitivul testat (DUT-ul), împreună cu harness-ul, este supus unei perturbații electromagnetice generate în interiorul unei incinte ecranate ALSE, cu dispozitivele periferice fie în interiorul, fie în exteriorul incintei. Se aplică numai la perturbațiile generate de câmpurile electromagnetice de bandă îngustă [6].

După cum s-a arătat, încercările se efectuează într-o incintă ecranată ALSE. Scopul unei astfel de incinte este de a crea un spațiu izolat de orice câmp electromagnetic exterior, care să simuleze testarea în câmp deschis, unde nu există reflexii ale undelor altele decât cele de pe DUT. Practic, o incintă ALSE constă într-o cameră ecranată cu material absorbant pe suprafețele sale interioare, opțional excluzând podeaua. Obiectivul de proiectare al ALSE este acela de a atenua energia reflectată în zona de testare cu cel puțin 10 dB față de energia directă.

Câmpurile electromagnetice radiate sunt generate folosind o antenă cu o sursă de energie de radiofrecvență (RF) capabilă să producă o intensitate de câmp prestabilă. Pentru a acoperi intervalul de frecvențe de testare, uneori sunt necesare mai multe tipuri de antene și amplificatoare RF concepute pentru mai multe benzi de frecvențe. Câmpul electric este monitorizat cu sonde, pentru a se verifica aplicarea nivelurilor prestabilite de testare. Pentru a reduce erorile de testare, funcționarea DUT este de obicei monitorizată prin echipamente pe bază de fibră optică, deoarece fibrele optice sunt imune față de perturbațiile electromagnetice [6].

Echipamentele de măsurare sunt [6]:

- **Dispozitiv de generare a câmpului:** poate fi utilizată orice antenă disponibilă care poate radia intensitatea câmpului specificată (mărime și polarizare).
- **Sonde de câmp,** care trebuie să fie mici din punct de vedere electric și izotrope.
- **Rețea artificială**

- **Generator de înaltă frecvență**, cu capabilități de modulare internă sau externă
- **Amplificator de (mare) putere**
- **Detector de putere**, pentru măsurare puterii directe și reflectate

Dispozitivul testat (DUT) trebuie să fie acționat astfel încât să funcționeze conform cerințelor planului de încercare. Comanda DUT se realizează prin dispozitive de acționare care au un efect minim asupra caracteristicilor electromagnetice, de exemplu blocuri de plastic pentru butoane, actuatoare pneumatice cu tuburi din plastic etc.

Conexiunile la echipamentele de monitorizare a interferențelor electromagnetice ale DUT pot fi realizate din fibre optice sau conductori de înaltă rezistență. Orientarea, lungimea și localizarea acestor cabluri trebuie documentate cu atenție pentru a se asigura repetabilitatea rezultatelor încercărilor. Orice conexiune electrică a echipamentului de monitorizare la DUT poate cauza defecțiuni sau disfuncționalități ale DUT-ului.

Planul de masă trebuie să fie confecționat din cupru, alamă sau oțel galvanizat de 0,5 mm grosime (minim). Lățimea minimă a planului de masă trebuie să fie de 1000 mm. Lungimea minimă a planului de masă trebuie să fie de 2000 mm. Înălțimea planului de masă trebuie să fie (900 ± 100) mm deasupra podelei. Planul de masă trebuie să fie legat la incinta ecranată astfel încât rezistența de curent continuu a conexiunii să nu depășească 2,5 m Ω . În afară de aceasta, platbandele de legătură (conductoarele care leagă planul de masă de incinta ecranată) trebuie plasate la o distanță de cel mult 0,3 m de la margine la margine [6].

Fiecare cablu de alimentare a DUT trebuie conectat la sursa de alimentare printr-o rețea artificială. Tensiunea de alimentare trebuie aplicată la DUT prin intermediul unei rețele de 5 μ H / 50 Ω AN. Numărul de rețele artificiale necesare depinde de instalarea DUT-ului în vehicul conform proiectului:

- DUT împământat de la distanță ("remotely grounded" - linie de retur de putere a vehiculului mai mare de 200 mm): sunt necesare două rețele artificiale, una pentru linia de alimentare pozitivă și una pentru linia de retur electric.
- EUT împământat local ("locally grounded" - linie de retur de putere a vehiculului 200 mm sau mai scurtă): este necesară o rețea artificială pentru cablul de alimentare pozitivă.

Rețelele artificiale trebuie montate direct pe planul de masă. Carcasele rețelelor artificiale trebuie să fie legate la planul de masă. Firul de întoarcere al sursei de alimentare trebuie să fie conectat de asemenea la planul de masă (între sursa de alimentare și rețeaua artificială). Portul de măsurare al rețelei artificiale care nu este conectat la instrumentul de măsurare trebuie să fie conectat la o sarcină de 50 Ω , conform procedurii de operare a LISN.

DUT-ul trebuie să fie plasat pe un material non-conductiv, cu o permitivitate relativă redusă, la (50 ± 5) mm deasupra planului de masă. Latura DUT-ului trebuie să fie amplasată la o distanță de (200 ± 10) mm față de marginea planului de masă [6].

Partea harness-ului paralelă cu marginea anterioară a planului de masă (dinspre antenă) trebuie să fie de (1500 ± 75) mm. Lungimea totală a harness-ului între DUT și simulatorul de sarcină nu trebuie să depășească 2000 mm. Harness-ul de testare trebuie plasat pe o suprafață non-conductivă, cu o permitivitate relativă redusă, la o distanță de (50 ± 5) mm deasupra planului de masă. Acea parte a

harness-ului de încercare, paralelă cu marginea din față a planului de masă, trebuie să se afle la o distanță de (100 ± 10) mm de marginea planului de masă [6].

Preferabil, simulatorul de sarcină trebuie plasat direct pe planul de masă. Dacă simulatorul de sarcină are carcasă metalică, aceasta va fi legată de planul de masă. Alternativ, simulatorul de sarcină poate fi amplasat în apropierea planului de masă (carcasa simulatorului de sarcină legată la planul de masă) sau în afara camerei de testare. Atunci când simulatorul de sarcină se află pe planul de masă, liniile de alimentare de curent continuu ale simulatorului de sarcină trebuie conectate prin rețeaua artificială.

Înălțimea centrului de fază al antenei trebuie să fie (100 ± 10) mm deasupra planului de masă. Nicio parte a elementului radiant al antenei nu trebuie să fie mai aproape de 250 mm față de podea. Elementele radiante ale antenei nu trebuie să fie mai aproape de 500 mm față de orice material absorbant și nu trebuie să fie mai aproape de 1500 mm față de pereții sau plafonul incintei ecranate. Distanța dintre harness și antenă trebuie să fie (1000 ± 10) mm.

Perpendiculara din centrul de fază al antenei pe linia harness-ului trebuie să cadă în mijlocul acestuia pentru frecvențele de la 80 MHz la 1000 MHz. Perpendiculara din centrul de fază al antenei pe linia DUT-ului trebuie să cadă în mijlocul acestuia pentru frecvențele de peste 1000 MHz. În Fig. 1-10 și Fig. 1-11 se pot vedea configurații de test cu antenele: log-periodică și horn [6].

În Fig. 1-10 putem observa: 1-DUT, 2-harness, 3-simulator de sarcină, 4-baterie, 5-LISN, 6-masa metalică, 7-suport cu permitivitate scăzută, 8-antena log-periodică, 9-sistem de monitorizare, 10-cablu coaxial, 11-conector, 12-instrument de măsură, 13-material absorbant RF.

În Fig. 1-11 putem observa: 1-DUT, 2-harness, 3-simulator de sarcină, 4-baterie, 5-LISN, 6-masa metalică, 7-suport cu permitivitate scăzută, 8-antena horn, 9-sistem de monitorizare, 10-cablu coaxial, 11-conector, 12-instrument de măsură, 13-material absorbant RF.

DUT-ul trebuie să funcționeze în condiții de încărcare tipice și în alte condiții ca în cele de funcționare reală când este montat în interiorul vehiculului. Aceste condiții de funcționare trebuie să fie clar definite în planul de testare pentru a se asigura faptul că furnizorul și clientul efectuează teste identice. Orientarea (orientările) DUT-ului pentru testele de imunitate radiată trebuie să fie definite în planul de testare. De la 400 MHz la 18 GHz se efectuează măsurători în polarizare orizontală. De la 80 MHz la 18 GHz se efectuează măsurători în polarizare verticală.

Testul se efectuează cu metoda de substituție, care se bazează pe utilizarea puterii directe ca parametru de referință pentru calibrarea câmpului și testare. Această metodă se realizează în două etape: calibrarea câmpului (fără DUT, harness și dispozitivele periferice prezente) și testarea DUT cu harness și dispozitivele periferice conectate. Puterea RF necesară pentru a atinge intensitatea necesară a câmpului electric este determinată în timpul fazei de calibrare a câmpului [6].

Nivelul specific de încercare (câmp) trebuie calibrat periodic prin măsurarea și înregistrarea puterii directe necesare pentru a produce o intensitate specifică a câmpului, măsurată cu o sondă de câmp, pentru fiecare frecvență de încercare. Această calibrare se efectuează cu o undă sinusoidală nemedulată. Centrul de fază electric al sondei de câmp se poziționează deasupra planului de masă, la o înălțime de (150 ± 10) mm, la o distanță de (100 ± 10) mm de marginea din față a planului de masă (dinspre antenă). Pentru frecvențele de la 80 MHz la 1000 MHz, perpendiculara din centrul de fază al sondei de câmp pe linia harness-ului trebuie să cadă în mijlocul acestuia [6].

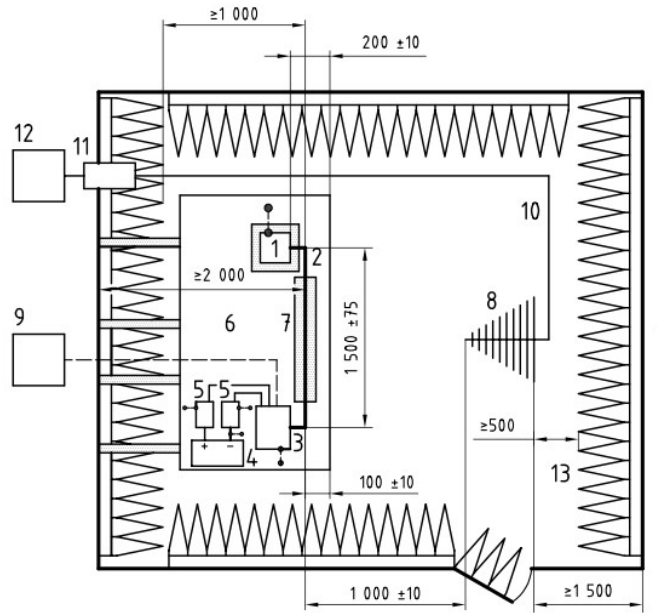


Fig. 1-10 Configurația de test cu antena LogPer [6]

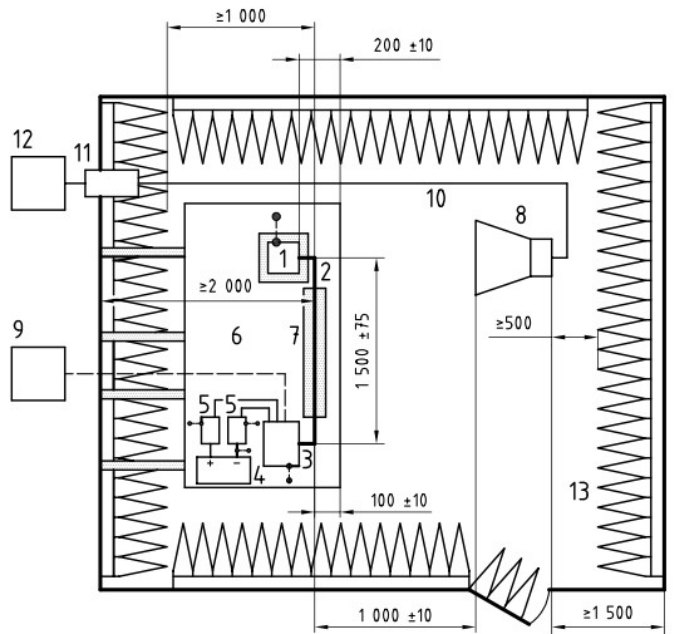


Fig. 1-11 Configurația de test cu antena horn [6]

Pentru frecvențele de peste 1000 MHz, perpendiculara din centrul de fază al sondei de câmp pe linia DUT-ului trebuie să cadă în mijlocul acestuia. Dispozitivul de generare a câmpului (antena) trebuie plasat la o distanță de (1000 ± 10) mm față de centrul de fază electric al sondei de câmp. Intensitatea câmpului electric trebuie calibrată pentru polarizări verticale și orizontale. La solicitarea beneficiarului, în raportul de încercare trebuie incluse valorile puterii directe și reflectate înregistrate în fișierul de calibrare și o descriere precisă a poziției corespunzătoare a sondei de câmp [6].

1.8 ISO 11452-4 Injecție de curent

Această parte a standardului ISO 11452 specifică metodele și procedurile de injectare de semnale în harness în vederea efectuării de teste privind imunitatea componentelor electronice ale autoturismelor și vehiculelor comerciale, indiferent de sistemul de propulsie (motor cu aprindere prin scânteie, motor diesel, motor electric) [7].

Produsele pot fi susceptibile la o mare varietate de semnale de interferență care intră prin intermediul cablului de alimentare de curent alternativ. Un exemplu evident este reprezentat de semnalele tranzitorii induse de fulgere. Furtunile afectează frecvent liniile de transmisie a energiei electrice și (sub)stațiile de transformare. Pe rețeaua de alimentare sunt montate întreruptoare destinate să elimine orice defecțiuni. Produsul trebuie să fie insensibil la aceste tipuri de întreruperi de putere temporare precum și la vârfuri tranzitorii care sunt generate pe linia de alimentare. Majoritatea producătorilor efectuează teste asupra produselor conform unor scenarii de injectare de spike-uri tranzitorii în cablul de alimentare al produsului pentru a simula fenomene tranzitorii. Aceste tipuri de teste se înscriu în cadrul celor de susceptibilitate (imunitate) condusă [2]. Pe de altă parte, conductoarele pot fi afectate de câmpurile electromagnetice de bandă îngustă. În multe situații, se poate înlocui cuplarea prin câmp electromagnetic a perturbațiilor la DUT cu simularea efectului acestora asupra mănunchiurilor de conductoare, care constă în injecția unui curent perturbator printr-un transformator de curent [3].

Metoda de testare BCI se bazează pe injecția curentului în harness prin intermediul unui transformator de curent în care harness-ul formează înfășurarea secundară. Perturbațiile electromagnetice avute în vedere în această parte a ISO 11452 constau din câmpuri electromagnetice de bandă îngustă [7].

Intervalele de frecvențe în care se poate aplica metoda de testare BCI depind de caracteristicile traductorului (sonda de curent). Din această cauză, poate fi nevoie de mai multe tipuri de traductoare. Pentru a testa sistemele de electronică auto, intervalul de frecvență tipic aplicabil al metodei de testare BCI este de 1 - 400 MHz. Peste această frecvență, pot apărea rezonanțe și fenomene de propagare pe linii care depind de configurația geometrică concretă în care funcționează DUT-ul și care duc la o comportare electrică imprevizibilă [3].

BCI este deci o metodă de efectuare a testelor de imunitate prin inducerea semnalelor de perturbație direct în harness cu ajutorul unei sonde de injecție de curent, în loc de metoda mai costisitoare bazată pe generatoare RF și antene. Sonda de injecție este un transformator de curent prin care sunt trecute firele din harness-ul dispozitivului testat (DUT). Testele de imunitate sunt efectuate prin modificarea nivelului de severitate a testului și a frecvenței perturbațiilor induse [7].

Se folosesc următoarele piese și echipamente:

- plan de masă;

- sondă de injecție de curent (transformator de curent de înaltă frecvență și putere mare);
- sondă de măsurare a curentului (transformator de curent de înaltă frecvență);
- rețea artificială;
- generator RF;
- amplificator de putere;
- instrumente (detectoare) de măsurare a puterii directe și reflectate
- echipamente de măsurare a curentului.

Pentru a cupla semnalul de testare la DUT, este necesară o sondă de injecție sau un set de sonde capabile să funcționeze în intervalul de frecvențe din planul de încercare. Sonda trebuie să poată rezista la puterea de intrare necesară pentru nivelul maxim de încercare în intervalul de frecvențe de testare, indiferent de nivelul curentului injectat. La stabilirea nivelurilor de testare trebuie luată în considerare eventualitatea saturării miezului magnetic al sondei de testare. Sonda de măsurare a curentului sau setul de sonde trebuie să poată funcționa în intervalul de frecvențe de încercare [7].

Planul de masă trebuie să fie realizat din cupru, alamă sau oțel zincat cu grosimea minimă de 0,5 mm (minim). Lățimea minimă a planului de masă trebuie să fie de 1000 mm. Lungimea minimă a planului de masă trebuie să fie:

- 1500 mm pentru BCI utilizând metoda cu buclă închisă cu limitare a puterii,
- 2000 mm pentru toate celelalte metode definite în acest paragraf din standardul ISO 11452;
- să cuprindă întregul echipament, plus 200 mm.

Dintre aceste condiții acționează cea care dă o dimensiune mai mare. Planul de masă va fi legat de pereți sau de podeaua incintei ecranate astfel încât rezistența de curent continuu a conexiunii să nu depășească 2,5 mΩ.

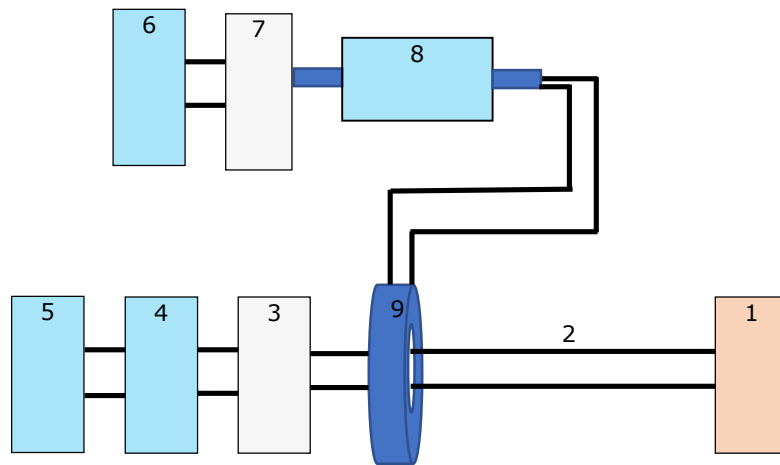


Fig. 1-12 BCI: metoda substituției

DUT trebuie să fie plasat pe un material cu permeabilitate relativă mică, la o distanță de (50 ± 5) mm deasupra suprafeței metalice a mesei. Fața DUT-ului trebuie amplasată la cel puțin 100 mm de marginea planului de masă. Ar trebui să

existe o distanță de cel puțin 500 mm între DUT și orice parte metalică, cum ar fi pereții încăperii ecranate, cu excepția planului de masă pe care este amplasat DUT [7].

Harness-ul trebuie să fie drept:

- peste cel puțin 1400 mm începând cu DUT-ul pentru toate metodele de testare de la acest capitol, cu excepția metodei de testare BCI care utilizează buclă închisă cu limitarea puterii;
- pe întreaga lungime a sa, în cazul metodei de testare BCI, folosind buclă închisă cu limitarea puterii.

Cu excepția cazului în care se specifică altfel în planul de încercare, lungimea harness-ului de încercare dintre DUT și simulatorul de sarcină trebuie să fie: 1700 (+300) mm pentru toate metodele de testare descrise în acest paragraf, cu excepția metodei de testare BCI utilizând metoda cu buclă închisă cu limitarea puterii și 1000 (+200) mm pentru testul BCI utilizând metoda cu buclă închisă cu limitarea puterii [7].

Firele din harness trebuie să treacă prin sondele de injecție și de măsurare a curentului. Lungimea firelor din simulatorul de sarcină trebuie să fie scurtă în comparație cu lungimea harness-ului. Firele din simulatorul de sarcină trebuie fixate împreună [3], [7].

În standard, se specifică două metode de testare BCI: metoda de substituție și metoda cu buclă închisă cu limitarea puterii.

La metoda substituției, sonda de injecție trebuie plasată la o distanță d de (150 ± 50) mm față de conectorul DUT-ului. Pot fi necesare încercări suplimentare la $d = (450 ± 50)$ mm și $d = (750 ± 50)$ mm. Dacă se utilizează o probă de măsurare a curentului în timpul încercării, aceasta trebuie plasată la (50 ± 10) mm de conectorul DUT-ului.

La metoda cu limitare de putere sonda de injecție trebuie plasată la (900 ± 10) mm de conectorul DUT-ului. Sonda de măsurare a curentului trebuie plasată la (50 ± 10) mm de conectorul DUT [7].

Metoda de substituție (Fig. 1-12) se bazează pe utilizarea puterii directe ca parametru de referință pentru calibrare și testare. Această metodă se realizează în două faze: calibrarea (pe instalația de fixare, șasiu - "fixture") și testarea DUT-ului [7].

În Fig. 1-12 putem remarca: 1-DUT, 2-harness, 3-simulator de sarcină, 4-LISN, 5-baterie, 6-generator de semnal, 7-amplificator, 8-cuplor direcțional, 9-sonda de injecție.

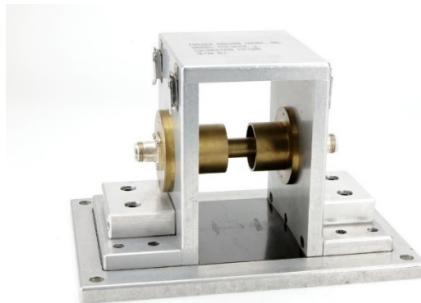


Fig. 1-13 Instalația de fixare pentru calibrare

În Fig. 1-13 se poate observa instalația de fixare pentru calibrare (fixture), care reprezintă un dispozitiv folosit pentru a determina curentul injectat în sonda BCI. În partea stângă se conectează dispozitivul de măsurare și în partea dreaptă o terminație de 50 Ω . Capacul metallic din partea de sus se poate detașa, permițând accesul la sonda de curent (care se situează între dispozitivul de măsurare și terminația de 50 Ω).

În etapa de calibrare, nivelul curentului de încercare trebuie calibrat periodic prin măsurarea și înregistrarea puterii directe necesare pentru producerea curentului specificat, măsurat pe un dispozitiv de calibrare (Fig. 1-13) în pași de frecvență nu mai mari decât dimensiunea maximă a pasului de frecvență definită în ISO 11452-1.

Această calibrare se efectuează cu un semnal RF sinusoidal nemonulat. Valorile puterilor directe și reflectate înregistrate în fișierul de calibrare trebuie incluse în raportul de încercare, la cerere. Dispozitivul de calibrare trebuie să fie terminat cu o impedanță de 50 Ω la un capăt și cu un instrument de 50 Ω de măsurare a puterii RF la celălalt capăt, protejat cu un atenuator de 50 Ω cu un nivel maxim acceptabil de putere adecvat [7].

În etapa de testare, DUT-ul, harness-ul și echipamentul asociat sunt instalate pe un banc de testare. Testul se efectuează prin supunerea DUT la semnalul de încercare pe baza valorii calibrate așa cum este predeterminat în planul de testare. Atunci când se utilizează un harness cu mai multe ramuri, încercarea trebuie repetată cu sonda de injecție fixată în jurul fiecărei ramuri [7].

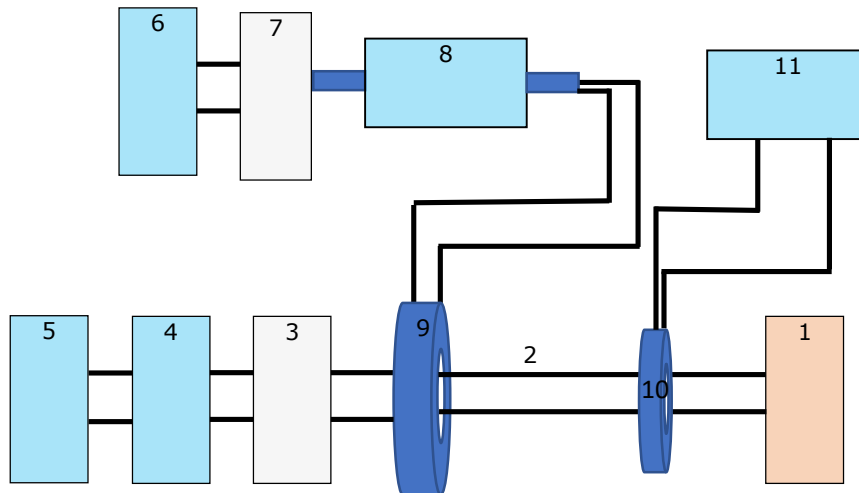


Fig. 1-14 BCI: metoda în buclă închisă

Metoda cu buclă închisă cu limitarea puterii (Fig. 1-14) se bazează tot pe utilizarea puterii directe ca parametru de referință pentru calibrare și încercare. Ca și în cazul metodei substituției această metodă se realizează în două faze: calibrare (pe dispozitiv, Fig. 1-13) și testarea DUT-ului [7]. În schimb diferă modul în care se realizează calibrarea.

Limita de putere ($P_{CWlimit}$) este determinată folosind un dispozitiv de calibrare. Perturbația ($I_{disturbance}$) aplicată DUT-ului este determinată utilizând o curbă a maximumului de curent funcție de frecvență.

În Fig. 1-14 putem remarca: 1-DUT, 2-harness, 3-simulator de sarcină, 4-LISN, 5-baterie, 6-generator de semnal, 7-amplificator, 8-cuplor direcțional, 9-sonda de injecție, 10-sondă de măsurare, 11-aparat de măsurare.

Procedura de calibrare determină limita de putere aplicabilă testului cu DUT ($P_{CWlimit}$). Nivelul specific de încercare (curent) trebuie calibrat înainte de încercarea efectivă și, de asemenea, trebuie determinată puterea directă necesară pentru producerea unui curent specific măsurat pe un dispozitiv de calibrare (Fig. 1-13) pentru fiecare frecvență [3], [7].

Această calibrare trebuie efectuată cu un semnal RF sinusoidal nemonulat. Dispozitivul de calibrare trebuie să fie terminat cu o impedanță de 50Ω la un capăt și cu un instrument de măsurare de 50Ω a puterii RF la celălalt capăt, protejat de un atenuator de 50Ω cu o putere adecvată.

Nivelul de curent de încercare este aplicat dispozitivului de fixare și se înregistrează puterea directă corespunzătoare ($P_{calibration}$). Limita de putere este $P_{CWlimit} = k \times P_{calibration}$, unde $P_{CWlimit}$ este limita de putere, $P_{calibration}$ este puterea directă aplicată pentru atingerea nivelului de curent din test plan și k este un factor egal cu 4, dacă nu este specificat altfel în planul de testare [2], [7].

În etapa de testare, DUT-ul, harness-ul și echipamentul asociat sunt instalate pe un banc de testare. Procedura de testare utilizează o metodă cu buclă închisă cu limită de putere ($P_{CWlimit}$). În continuare, este descrisă procedura folosită la fiecare pas de frecvență.

Se mărește puterea directă aplicată sondei de injecție de curent și se măsoară curentul injectat ($I_{reference}$) până când curentul măsurat atinge nivelul de încercare specificat sau puterea directă ajunge la limita de putere. În ambele cazuri, se înregistrează curentul obținut ($I_{reference}$) și puterea directă ($P_{reference}$) aplicată.

Când se constată atingerea pragului de susceptibilitate al DUT-ului, se înregistrează curentul de defecțiune (I_{fault}) și puterea directă (P_{fault}). Atunci când se utilizează un harness care conține mai multe ramificații, încercarea trebuie repetată cu sonda de injecție și cu sonda de măsurare a curentului fixate în jurul fiecărei ramuri, respectiv la (900 ± 10) mm și la (50 ± 10) mm față de conectorul DUT-ului [2], [3], [7].

1.9 ISO 11452-5 Stripline

Stripline reprezintă o linie plată nesimetrică (un ghid de undă deschis de tip TEM – în sensul că modul fundamental de propagare este TEM - prin care se creează un câmp electromagnetic între planul de masă și electrodul bandă). Această structură este un dispozitiv de măsurare cu care majoritatea producătorilor de automobile testează imunitatea și emisiile modulelor electronice. În majoritatea laboratoarelor de testare se folosesc linii plate cu impedanțe de 50 sau 90 ohmi [3].

Această parte a standardului ISO 11452 specifică testele efectuate cu stripline pentru determinarea imunității componentelor electronice ale autoturismelor și vehiculelor comerciale la perturbații electrice cauzate de energia electromagnetică de bandă îngustă, indiferent de sistemul de propulsie al vehiculului (de exemplu motor cu aprindere prin scânteie, motor diesel sau motor electric) [8].

Pentru a efectua astfel de teste, harness-ul echipamentului este expus unui câmp perturbator. Această tehnică este limitată la harness-uri care au un diametru

maxim de o treime din înălțimea stripline-ului sau mai puțin (pentru a perturba în limite acceptabile câmpul dintre conductoarele din componența stripline). Perturbațiile electromagnetice luate în considerare sunt câmpurile continue (nemodulate) electromagnetice de bandă îngustă.

Intervalul de frecvențe util pentru stripline este 10 KHz – 400 MHz. Condițiile standard de testare trebuie să fie cele indicate în ISO 11452-1 pentru următoarele mărimi: temperatura de încercare, modularea, timpul de oprire pe un pas, tensiunea de alimentare, dimensiunile pasului de frecvență [8].

Stripline-ul, în mod ideal, stabilește o regiune de câmpuri electromagnetice uniforme. Utilizarea principală a acestei soluții este de a expune la câmp electric uniform cel puțin 1 m de harness sub conductorul activ. La frecvențe apropiate de limita superioară însă, unde lungimea de undă este de 75 cm în spațiul liber, câmpul electromagnetic din stripline are un caracter de undă progresivă [8].

Configurația testului este prezentată în Fig. 1-15 și Fig. 1-16.

În Fig. 1-15 putem remarca: 1-DUT, 2-harness, 3-periferice, 4-terminație de 50ohm, 5-suport izolator, 6-LISN, 7-conductor activ, 8-plan de masă.

În Fig. 1-16 putem remarca: 1-generator de semnal, 2-amplificator RF, 3-cuplul direcțional, 4-stripline, 5-DUT, 6-monitor de test, 7-detector de putere directă, 8-detector de putere reflectată, 9-calculator, 10-terminație de 50 Ω.

Distanța dintre marginile cele mai apropiate ale conductorului activ și dispozitivului testat trebuie să fie (200 + 20) mm. Distanța de la orice dispozitiv periferic la marginea cea mai apropiată a conductorului activ trebuie să fie de cel puțin 200 mm [8].

Cablajul dispozitivului supus încercării trebuie plasat pe un suport neconductor în centrul stripline, paralel cu axa sa principală, susținut la 50 mm deasupra planului de masă. Funcția principală a dispozitivului de fixare este de a bloca pozițiile harness-ului și dispozitivului supus încercării pentru a asigura repetabilitatea rezultatelor. Lungimea longitudinală a secțiunii cablajului sub conductorul activ trebuie să fie de cel puțin 1 000 mm (a se vedea Fig. 1-15).

Dispozitivul supus încercării și perifericele trebuie conectate la planul de masă așa cum este specificat pentru instalarea lor în vehicul: carcasele metalice destinate să fie conectate electric direct la masa vehiculului (prin șuruburi, nituri etc.) trebuie să fie conectate la planul de masă printr-o conexiune cu impedanță scăzută și dispozitivele supuse încercării sau periferice care nu sunt destinate să fie conectate electric direct la masa vehiculului trebuie plasate pe un suport izolator [8].

Sunt posibile trei configurații de testare. Expunerea harness-ului este cea mai frecvent utilizată. Expunerea dispozitivului supus încercării sau expunerea atât a cablajului cât și a dispozitivului testat împreună necesită un acord special între utilizatorii acestei părți din ISO 11452. Prin expunerea doar a harness-ului, configurația de testare permite cea mai mare gamă de frecvențe de testare. Câmpurile RF induc curenți în harness care se cuplează în DUT. Harness-ul se comportă ca "antena" pentru semnalul perturbator.

Atunci când se dorește determinarea directă a imunității dispozitivului testat, acesta poate fi plasat sub conductorul activ al stripline cu cablajul de legătură atașat ieșind la 90 de grade față de axa principală a stripline pentru a minimiza inducția de curent în harness. Se va avea în vedere ca dimensiunea fizică a dispozitivului supus încercării să nu depășească o treime din înălțimea la care este situat conductorul activ față de planul de masă, deoarece în caz contrar s-ar putea distorsiona câmpul de testare. Atât dispozitivul testat, cât și cablajul acestuia pot fi expuse simultan la câmpul stripline-ului [8].

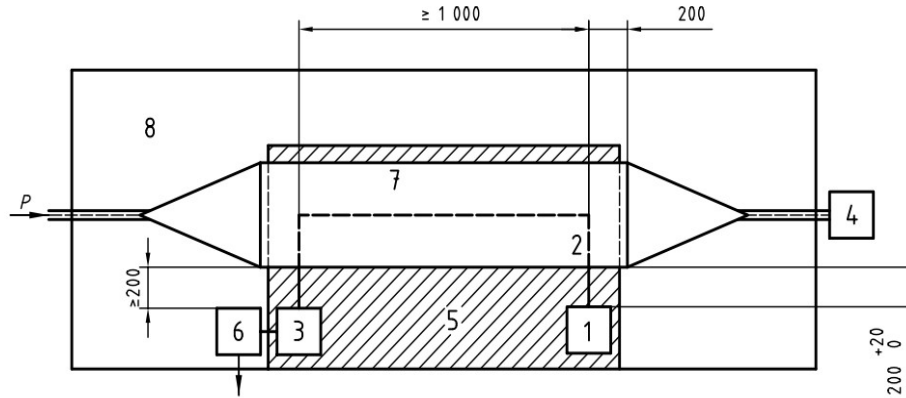


Fig. 1-15 Exemple de configurare pentru testul de stripline (vedere de sus) [8]

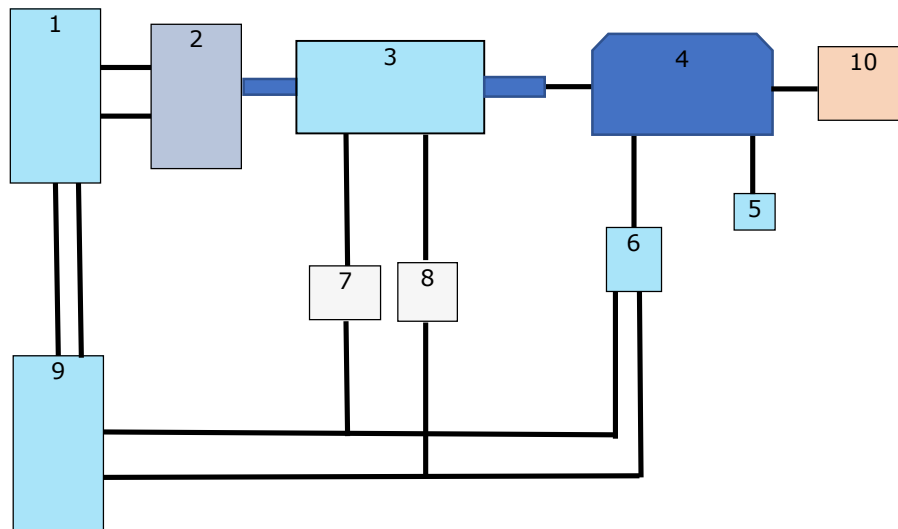


Fig. 1-16 Configurația pentru testul cu stripline

Intensitatea câmpului, E , se calculează cu următoarea formulă:

$$E = \frac{\sqrt{PZ}}{h}$$

unde E reprezintă valoarea efectivă a intensității câmpului electric, exprimată în V/m; P este puterea netă în Watt; Z este impedanța caracteristică a stripline, în Ω ; h reprezintă înălțimea conductorului activ deasupra planului de masă, în metri [8].

Pentru a verifica curba de calibrare calculată între puterea netă în stripline și câmpul din regiunea câmpului uniform, se poate utiliza o sondă mică de câmp. În mod alternativ, relația dintre intensitatea câmpului și puterea netă poate fi determinată prin plasarea unei sonde de câmp calibrate cât mai aproape de centrul stripline, în raport cu axele longitudinală și transversală sub conductorul activ.

Dacă dispozitivul testat sau sonda de câmp ocupă mai mult de o treime din înălțimea dintre conductorul activ și planul de masă, câmpul de test va fi perturbat, rezultând un câmp mai puternic decât cel indicat de puterea netă măsurată [8].

2. CONTRIBUȚII LA AMELIORAREA EMISIILOR ÎN COMPATIBILITATEA ELECTROMAGNETICĂ A AUTOVEHICULELOR

2.1 Introducere

Validarea compatibilității electromagnetice a autovehiculelor presupune trecerea cu succes a testelor de imunitate și de emisii electromagnetice. Emisiile electromagnetice pot fi radiate sau conduse. Standardul CISPR 25 specifică domeniul de frecvență și echipamentele utilizate pentru testarea emisiilor radiate și a emisiilor conduse în domeniul Automotive.

În acest capitol, prezentăm principalele teste de Compatibilitate Electromagnetică privind emisiile radiate și conduse care se realizează în industria Automotive. În locul unei prezentări teoretice generale, ușor de găsit în literatura de specialitate, am ales descrierea și comentarea testelor concrete la care am luat parte, precum și evaluarea lor din diferite puncte de vedere, ținând cont de incertitudine și repetabilitate. Prezentăm totodată contribuțiile proprii aduse până în prezent în legătură cu această problemă.

Măsurarea emisiilor radiate (RE – "Radiated Emissions") de către dispozitivele testate (DUT – "Device under Test") este una dintre etapele testelor de Compatibilitate Electromagnetică. În acest capitol, este descris, studiat și ameliorat un setup de măsurători pentru emisiile radiate produse de un modul electronic din automobil. De asemenea, sunt investigate diferențele care apar atunci când se utilizează antene de măsurare diferite și camere semi-anechoice diferite în testele de emisii radiate efectuate asupra aceluiași DUT.

Măsurarea emisiilor conduse (CE – "Conducted Emissions") este un alt test important în validarea Compatibilității Electromagnetice a autovehiculelor. În acest capitol, sunt prezentate și comentate câteva studii de caz și sunt investigate diferite metode care pot fi utilizate pentru reducerea nivelurilor CE.

Tot în cadrul acestui capitol, este prezentată o tehnică de scanare în câmp apropiat pentru a reduce nivelurile RE astfel încât să se reducă timpul de comercializare a produsului.

În cele din urmă, este prezentată și discutată o metodă de validare a camerei semi-anechoice în care se desfășoară testele de emisii, iar rezultatele sunt comparate cu cele obținute în alte laboratoare.

2.2 Generalități despre emisii radiate

2.2.1 Introducere

După cum s-a arătat, măsurarea RE este unul dintre testele implicate în verificarea compatibilității electromagnetice a autovehiculelor. În acest subcapitol este descris un set de măsurători pentru emisiile radiate produse de un modul din automobil. Se raportează evaluarea funcționării corecte a unui dispozitiv testat (DUT) conform standardului CISPR25. Configurarea setupului de test vizează

rezultatele măsurărilor obținute cu antene diferite, care au fost efectuate pentru a determina care dintre ele se potrivește mai bine în aplicația dată [9].

În industria automobilelor, o serie de dispozitive cum ar fi sistemele electronice de frânare, componentele airbag-urilor, modulele electronice de caroserie sau alte sisteme din interiorul unei mașini care conțin module electronice trebuie să treacă printr-un set de teste de Compatibilitate Electromagnetică pentru a dovedi că dispozitivul respectiv îndeplinește standardele cerute.

Testele pentru măsurarea emisiilor radiate au ca obiectiv măsurarea câmpului electromagnetic nedorit produs de plăcile de circuit imprimat (PCB-uri) și cabluri [10]. Pe plan internațional, au fost realizate și raportate multe studii în domeniul măsurării emisiilor radiate.

În [10], autorii au investigat influența utilizării diferitelor tipuri de antene asupra rezultatelor testelor de RE. Standardele specifică antene de măsurare diferite în intervalul de frecvențe 200 - 1000 MHz. Autorii studiului au ajuns la concluzia că acest lucru va conduce la rezultate diferite, din cauza diferențelor dintre directivitățile și centrele de fază ale antenelor, astfel încât antenele utilizate în teste reprezintă principalii factori care influențează incertitudinea de măsurare a emisiilor radiate [10].

În [11] autorul descrie influența poziționării mesei de testare în testele radiate (emisii și imunitate). DUT-ul este plasat pe o masă, așa cum este descris în standard, dar masa în sine este considerată ca având o influență neglijabilă.

Influența materialului din care este construită masa de testare este, de asemenea, o cauză a incertitudinii în domeniul EMC. Măsurătorile arată că utilizarea unei mese non-conductoare poate distorsiona rezultatele în general, dar impactul unei mese din polistiren în intervalul de frecvențe 30 - 1000 MHz este neglijabil [11].

În [12], autorii abordează problematica privind diversele surse de variabilitate în testarea emisiilor radiate. Au fost descoperite și discutate un număr mare de surse de variabilitate: antene receptoare, plasarea cablurilor, efectul tipului de detector utilizat și precizia de poziționare. Ca o soluție pentru reducerea incertitudinii emisiilor radiate, aceste surse de variabilitate ar putea avea toleranțe mai stricte decât în specificații [12].

În [13] și în [14] autorii introduc două metode care pot fi folosite în faza de precompliantă a testării emisiilor radiate: folosirea unei funcții de transfer înregistrate în combinație cu măsurători cu sonda de curent. Schneider și colab. [13] prezintă o abordare pentru măsurarea de tip precompliantă care este capabilă să prezică emisiile radiate în ceea ce privește domeniul de interes al standardului CISPR 25. Metoda folosește corelația curenților de mod comun din harness cu intensitatea câmpului radiat.

Se știe că radiația produsă de curenții de mod comun din harness-uri domină câmpul radiat în domeniul de frecvență de până la 200 MHz [2], [3]. Curenții de mod comun sunt măsurați cu sonde de curent. O funcție de transfer determinată în prealabil în combinație cu măsurători realizate cu sonda de curent conduc la o estimare a câmpului radiat. Funcțiile de transfer sunt obținute pe baza unor măsurători de parametri S efectuate cu un analizor de rețea [13].

În [14] este definită o configurație care include echipamentele supuse încercării conectate printr-un harness la o sarcină. Curenții de mod comun creați în harness sunt utilizați pentru a prezice intensitatea câmpului radiat care apare într-o incintă ecranată cu pereții tapetați cu material absorbant (ALSE-Absorber Lined Shielded Enclosure). Sunt determinate mai multe funcții de transfer pe baza măsurărilor realizate cu un analizor de rețea vectorial în incinta ecranată cu

căptușeală absorbantă. Aceste funcții de transfer reprezintă dependența funcțională dintre segmentele de curenți de mod comun în mediul de testare definit și intensitatea câmpului electric care le corespunde. Măsurătorile cu sonda de curent în afara camerei de testare de-a lungul harness-ului echipamentului testat în combinație cu aceste funcții de transfer conduc la o predicție eficientă a emisiilor radiate [14].

În [15] a fost conceput un nou standard de securitate a emisiilor. A fost definit un model de propagare în domeniul de frecvențe 30 - 1000 MHz. S-a realizat o comparație între limitele de testare a emisiilor în cadrul soluției propuse și limitele EMC existente, rezultând că acest standard conține limite mult mai stricte [15].

În [16], prin utilizarea metodei de substituție, autorii prezic emisiile radiate sporadice. Lucrarea analizează și discută configurarea și procedurile de efectuare a măsurătorilor de emisii radiate sporadice prin utilizarea acestei abordări. În lucrare sunt prezentate de asemenea două metode de estimare: metoda pierderii căii spațiului liber (FSPL) și metoda de atenuare a site-ului, [16].

Cunoscând intensitatea câmpului corespunzător unui semnal sporadic la antena de recepție, puterea radiată efectivă (ERP) și puterea de intrare necesară pentru antena de substituție pot fi estimate în prealabil pentru a economisi timpul de încercare, munca și costurile. Rezultatele calculate sunt comparate cu cele măsurate de ambele antene EMC într-o bandă largă de frecvențe, folosind dipoli reglabili [16].

În acest sub-capitol discutăm câteva aspecte practice ale testelor referitoare la emisiile radiate EMC, care implică diferite tipuri de antene. Prezentăm rezultatele măsurătorilor obținute cu patru tipuri diferite de antene existente în laboratorul nostru: monopol, biconică, log-periodică și antenă horn. Rezultatele obținute prin utilizarea unei varietăți de echipamente pot oferi un motiv mai bun pentru a decide dacă un echipament din cadrul unui autovehicul este potrivit pentru scopul său fără a afecta funcționarea altor echipamente din mediul său electromagnetic [9].

2.2.2 Aspecte generale referitoare la Compatibilitatea Electromagnetică a emisiilor electromagnetice în domeniul Automotive

Pentru măsurarea emisiilor radiate se folosesc următoarele componente principale: cameră semi-anecoică, antenă și receptor de măsurare.

A. Cameră semi-anecoică

O abordare de laborator comună pentru măsurarea interferenței electromagnetice / compatibilității electromagnetice (EMI / EMC) este utilizarea camerelor anecoice pentru microunde. Pentru aceste camere este comună o izolare mare, peste 100 dB, față de mediul electromagnetic extern.

O cameră anecoică este o cameră ecranată față de semnalele de radio-frecvență (RF), proiectată să absoarbă complet reflexiile undelor electromagnetice; o abordare asemănătoare există în domeniul acustic, față de undele sonore [17], [18]. Spre deosebire de o cameră anecoică, una semi-anecoică are toți pereții și tavanul tapetați cu material absorbant, dar nu și podeaua.

B. Receptorul de măsurare EMI

Receptoarele de măsurare sunt concepute pe baza principiului constructiv al analizelor de spectru, ceea ce le diferențiază fiind prezența mai multor tipuri de detectoare. Acestea sunt de asemenea concepute astfel încât să respecte cerințele detaliate ale echipamentelor pentru standardele de măsurare ale interferențelor radio, cum ar fi specificația civilă CISPR16-1-1 sau specificația militară MIL-STD 461. Receptorul EMI are definite lățimi de benzi de frecvență intermediară (IF) (de obicei 200 Hz, 9 kHz, 120 kHz și 1 MHz) și moduri standardizate pentru detectoare (vârf, cvasi-vârf, medie, valoare medie pătratică - rms, CISPR-AV, CISPR-RMS și RMS-Average). Gama dinamică este extinsă prin folosirea unui preselector [1].

C. Antene

În mod obișnuit, pentru testarea emisiilor radiate se utilizează o antenă monopol pentru domeniul de la 0,1 MHz la 30 MHz, o antenă biconică este utilizată pentru intervalul de la 30 până la 200 MHz, o antenă log-periodică de la 200 MHz la 1 GHz și o antena horn de la 1 GHz până la 3,2 GHz [1].

D. LISN

Pentru măsurarea perturbațiilor conduse se utilizează Rețeaua artificială de stabilizare a impedanței (LISN). O rețea de stabilizare a impedanței liniei (LISN- "Line Impedance Stabilization Network") numită și o rețea artificială (AMN – Artificial Mains Network") furnizează tensiunea de rețea (AC sau DC) necesară și curentul necesar pentru echipamentele în curs de testare (EUT); decuplează tensiunea de interferență (perturbații, de frecvențe superioare celei a rețelei) generată de EUT față de rețea și o cuplează la receptor; de asemenea, filtrează perturbațiile prezente în rețeaua de alimentare (din nou, de frecvențe superioare celei a tensiunii de alimentare) pentru a nu afecta funcționarea EUT-ului și procesul de măsurare [1].

La 50 Hz DUT-ul și rețeaua nu trebuie să sesizeze că există LISN. Impedanța pe care o vede rețeaua este 220 V împărțit la curentul pe care îl absoarbe DUT (poate fi de amplitudine variabilă, deci impedanța variază). Impedanța pe care o vede DUT-ul este cea a rețelei și depinde de ce e conectat în alte părți la rețea. La 50 Hz, bobinele din filtru (conectate în serie) sunt practic scurt-circuite și capacitățile (conectate în derivație) sunt circuite deschise, deci nu influențează (în mod ideal) conexiunea rețea-DUT. La frecvențe mai mari, inductivitățile devin circuite deschise iar capacitățile scurtcircuitate. Rețeaua și DUT-ul sunt (ideal) deconectate, deci perturbațiile pe care le generează fiecare nu ajung la celălalt ci la masă sau, în cazul DUT-ului, la analizorul de spectru. [1], [3].

2.2.3 Măsurarea Emisiilor Radiate

A. Procedura de testare

Testele de emisii descrise în continuare au fost efectuate în camera semi-anechoică din laboratorul EMC aparținând Continental Automotive România. Toate măsurătorile au fost efectuate în urma unui plan de testare. Alte teste care pot fi efectuate în laboratorul menționat sunt: imunitatea radiată, emisiile conduse, imunitatea la injecția de curent (BCI) și imunitatea la descărcarea electrostatică [9].

B. Echipamentele folosite pentru măsurători

După cum s-a arătat, principalele echipamente necesare pentru măsurarea emisiilor radiate sunt: receptorul de măsurare, utilizat pentru măsurarea semnalului provenit de la antenă, antena care captează câmpul electric emis de DUT, cablurile RF și un sistem de control și monitorizare. Toate echipamentele utilizate trebuie să fie calibrate și verificate periodic pentru a demonstra capacitatea de testare. Acestea sunt: antene, cabluri, receptor, LISN. Un setup simplificat de testare a emisiilor este raportat în Fig. 2-1 [1]:

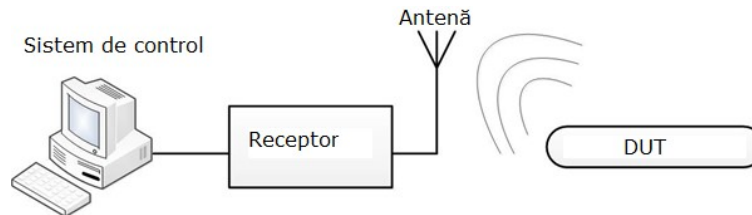


Fig. 2-1 Setup-ul de test pentru emisii [1]

C. Comparații între antene

Conform standardului CISPR 25, măsurătorile de emisii radiate sunt efectuate în domeniul de frecvență de la 150 kHz la 2500 MHz [1].

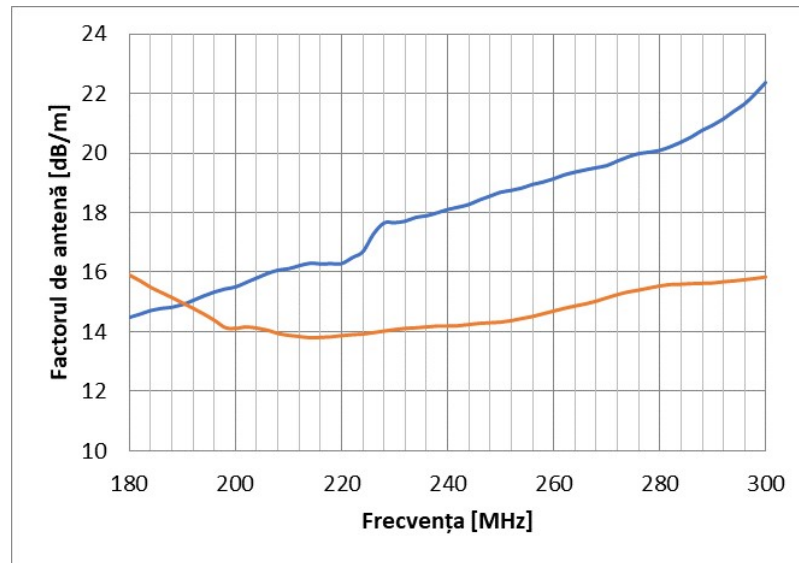


Fig. 2-2 Comparație între factori de antene – Biconică (cu linia albastră-nivelul mai mare) vs. Log-Periodică (cu linia roșie-nivelul mai scăzut)

Pentru măsurătorile noastre am folosit un receptor de test ESCI EMI de la Rohde & Schwarz, care funcționează în intervalul de frecvențe de la 9 kHz la 3 GHz. Am folosit patru tipuri de antene: antena monopol, antena biconică, antena log-periodică și antena horn. Toate antenele menționate care sunt utilizate în măsurători sunt fabricate de Schwarzbeck Mess-Elektronik. Având în vedere datele de catalog pentru fiecare antenă, putem trage unele concluzii cu privire la performanțele și sensibilitatea acestora.

Am realizat o comparație între antena biconică și antena log-periodică referitoare la factorul de antenă. Așa cum este prezentat în Fig. 2-2 (conform factorilor de antenă din documentele primite după calibrarea antenelor de către producător), factorul de antenă corespunzător antenei biconice este mai bun (mai mic) decât factorul antenei periodice logaritmice, până la frecvența de 190MHz. Astfel, la testarea peste 200 MHz, vom folosi o antenă log-periodică, deoarece devine mai eficientă decât antena biconică de la această frecvență și, de asemenea, are o sensibilitate mai mare [9].

În Fig. 2-3 sunt prezentați factorii de antenă ai antenelor log-periodică și horn la frecvențe de peste 1GHz (conform factorilor de antenă din documentele primite după calibrarea antenelor de către producător). Din figură rezultă că, chiar dacă antena log-periodică poate fi utilizată până la 3000 MHz, este evident că antena horn se comportă mai bine la frecvențe înalte. Începând cu 1000 MHz, antena horn va fi plasată în fața DUT-ului [1], [9].

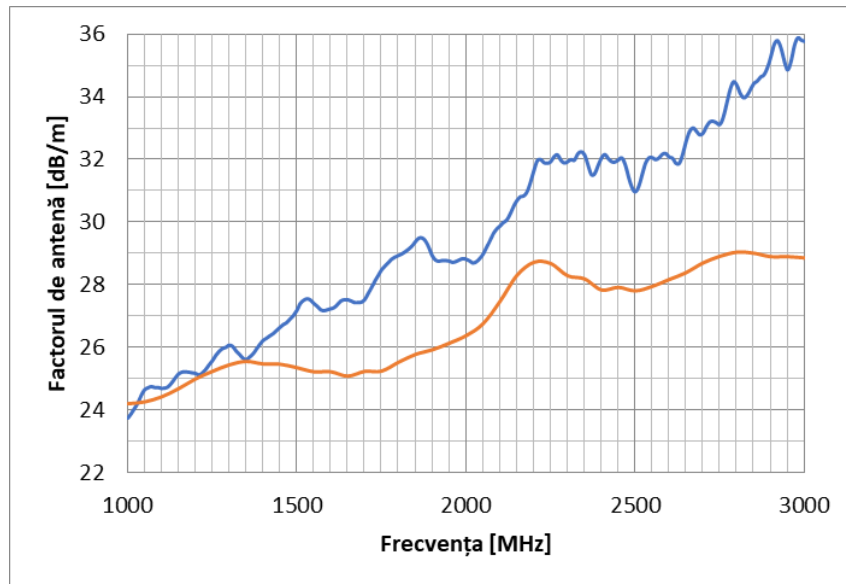


Fig. 2-3 Comparatie între factori de antenă - Log-Periodică (cu linia albastră-nivelul mai mare) vs. Horn (cu linia roșie- =nivelul mai scăzut)

D. Datele de test

DUT-ul care a fost supus testelor de emisii radiate este un cluster de instrumente pentru automobile. Acesta este un set de instrumente, inclusiv vitezometrul, care este afișat pe un display digital, spre deosebire de varianta clasică, bazată pe instrumente analogice tradiționale. Acest DUT trece testul dacă se încadrează în limitele pentru perturbațiile radiate de către componente. Clasa de nivel a limitelor care trebuie utilizate trebuie să fie convenită între producătorul vehiculului și furnizorul de componente [3], [9].

În continuare, prezentăm rezultatele măsurătorilor. Așa cum rezultă din tabelul 2-1, primul test se referă la pragul de zgomot al camerei. Deoarece camera nu era complet anecoică, trebuia să demonstrăm că nu exista unde reflectate de la podea care să influențeze precizia sau să deterioreze măsurătorile. Nivelurile zgomotului electromagnetic ambiental trebuie să fie cu cel puțin 6 dB sub limitele specificate în planul de testare pentru fiecare încercare de efectuat.

Am ales lățimi de bandă de rezoluție (RBW) de 9 kHz pentru măsurători cu antena monopol și 120 kHz pentru restul măsurătorilor conform Standardului CISPR 25. Antena monopol este polarizată numai vertical, în timp ce restul antenelor sunt polarizate vertical și orizontal și trebuie amplasate la o distanță de 1 m față de harness și la 1 m de podea [1]. Măsurătorile au fost efectuate cu antenele plasate în fața harness-ului până la atingerea a 1000 MHz, atunci când antena horn a fost mutată în fața DUT-ului, [9].

Tabel 2-1 Măsurătorile realizate

DUT Nr.	Modul de operare	Gama de frecvențe [MHz]	RBW [kHz]	Detectori folosiți	Polarizarea antenei	Poziționarea antenei	Rezultatul măsurătorii	
Măsurătorile nivelului de zgomot		0.1 – 30	9	AV, PK	Vertical	-	OK	
		30 – 200					OK	
		200 – 1000	120	AV, PK			OK	
		1000 – 2500					OK	
1	Toate funcțiile active	0.1 – 30	9	AV, PK	Vertical	În fața harness-ului	Trecut	
		30 – 200	120	AV, PK	Vertical		Trecut	
		164 – 169		QP			Trecut	
		30 – 200		AV, PK			Orizontal	Trecut
		102 – 104	QP	Trecut				
		200 – 1000	120	AV, PK	Vertical		Trecut	
				AV, PK	Orizontal		Trecut	
				AV, PK	Vertical		Trecut	
		1000 – 2500	120	AV, PK	Vertical		În fața DUT-ului	Trecut
				AV, PK	Orizontal			Trecut

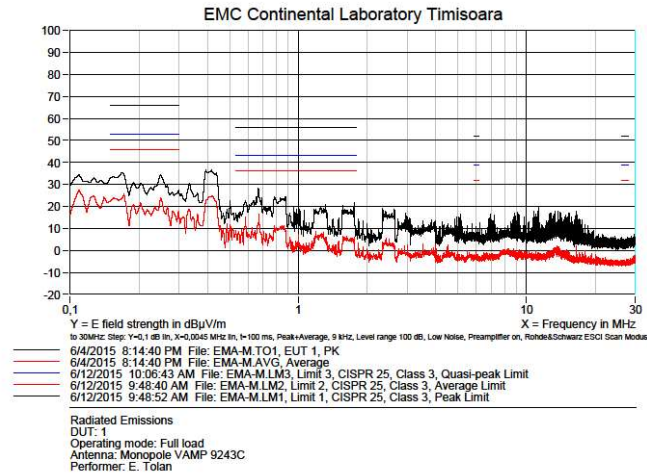


Fig. 2-4 Măsurarea emisiilor radiate ale DUT-ului cu antena monopol. Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dBµV/m), valori de vârf și medii.

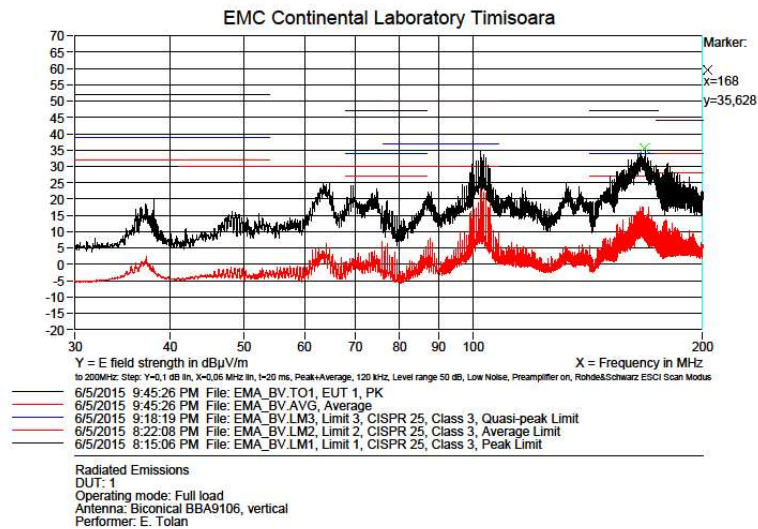


Fig. 2-5 Măsurarea DUT-ului cu antena biconică. Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dBµV/m), valori de vârf și medii.

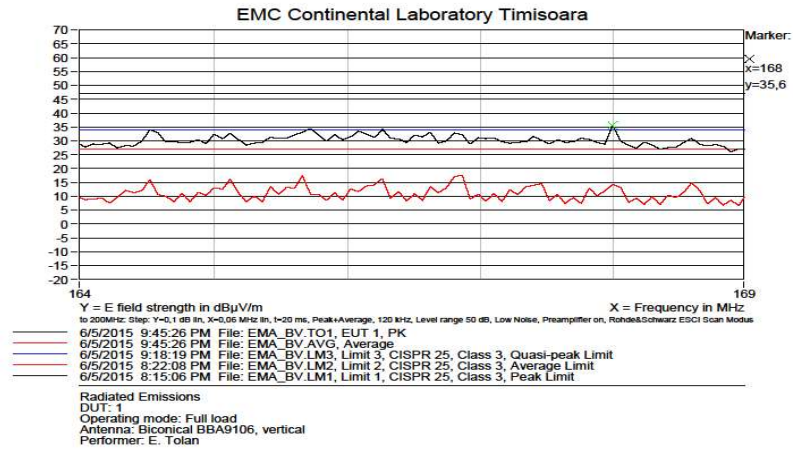


Fig. 2-6 Detalii ale măsurătorii precedente (Fig. 2.5)

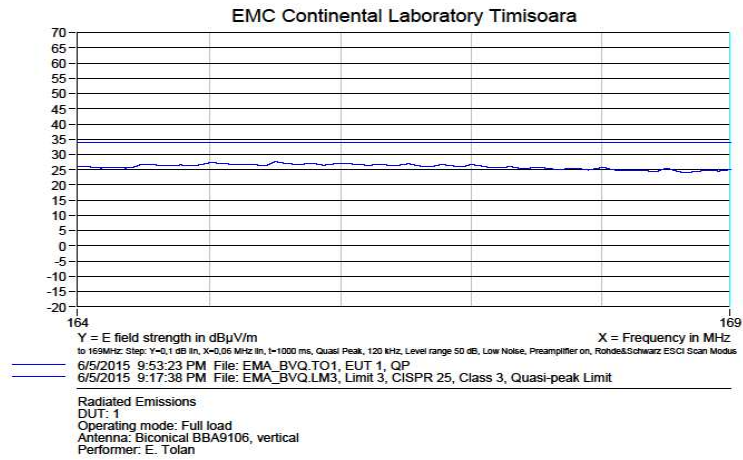


Fig. 2-7 Re-măsurarea cu detector de cvasi-vârf a fost efectuată pentru frecvențele la care detectorul de vârf a depășit limita de cvasi-vârf

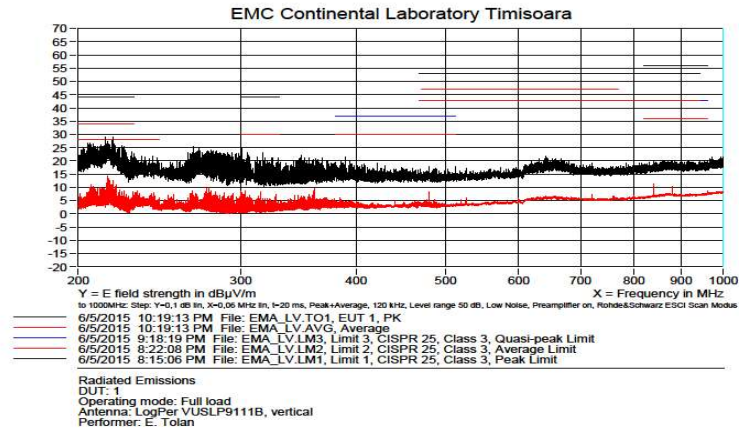


Fig. 2-8 Măsurarea DUT-ului cu antena Log-Periodică. Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m), valori de vârf și medii.

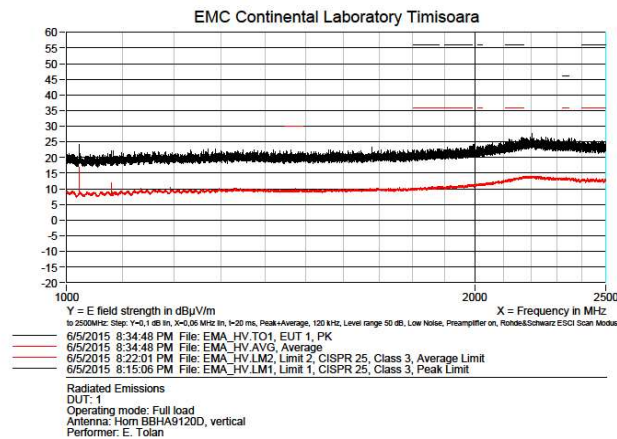


Fig. 2-9 Măsurătoarea DUT-ului cu antena horn. Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m), valori de vârf și medii.

În exemplul prezentat, am măsurat emisiile radiate ale unui DUT care a reprezentat în etapa a treia a testării (etapa de validare a produsului). Rezultatele măsurătorilor sunt prezentate în Fig. 2-4-Fig. 2-9. În Fig. 2-4, Fig. 2-8 și Fig. 2-9 se observă o funcționare normală a DUT-ului, valorile furnizate de detectoare aflându-se sub limite. În Fig. 2-6 se observă că detectorul de vârf a furnizat o valoare peste limita de cvasi-vârf, așa că am efectuat o nouă măsurătoare cu detectorul de cvasi-

vârf (Fig. 2-7). Valoarea dată de detectorul de cvasi-vârf a fost sub limita de cvasi-vârf [9].

Din punctul de vedere al emisiilor radiate, DUT este declarat ca fiind corespunzător. Această concluzie finală este luată pe baza măsurătorilor efectuate în conformitate cu cerințele standardului [9].

2.2.4 Concluzii

În acest subcapitol am folosit ca exemplu un cluster pentru automobile ca DUT într-un test de emisii radiate în intervalul 100 KHz - 2500 MHz. Setupul de test s-a bazat pe date măsurate cu antene diferite. Selecția antenelor celor mai potrivite pentru diferite benzi de frecvențe s-a făcut prin determinarea prealabilă a factorilor de antenă.

Am prezentat echipamentele principale utilizate pentru testare conform standardului general pentru testarea emisiilor radiate CISPR 25.

În funcție de rezultatele măsurătorilor emisiilor radiate, am putut decide dacă EUT-ul îndeplinește cerințele standardului CISPR 25 privind emisiile radiate.

2.3 Diferite configurații de măsurare pentru emisii radiate

2.3.1 Introducere

În acest subcapitol sunt analizate diferențele care apar atunci când se folosesc antene diferite de măsurare și diferite camere semi-anechoice în testele emisiilor radiate efectuate asupra aceluiași DUT. Rezultatele arată, uneori, diferențe semnificative care motivează continuarea eforturilor de reducere a incertitudinilor introduse de diferitele setupuri de măsurare [19].

Scopul principal al testului de emisii radiate este de a măsura perturbațiile generate de dispozitivul testat (DUT) prin utilizarea antenei și a unui receptor de interferențe electromagnetice (EMI).

În acest subcapitol este raportată o evaluare a unei părți a echipamentelor existente în Continental Automotive Timisoara, utilizate pentru testarea emisiilor radiate. Se arată cum diferențele dintre antenele de măsurare și dintre camerele semi-anechoice influențează rezultatele testelor [9], [20].

Deoarece harness-ul este principalul element radiant al unei configurații de testare, acesta poate cauza probleme de repetabilitate în măsurarea emisiilor. Prin folosirea unui harness optimizat, configurația va fi mai puțin predispusă la erori [21]. S-a demonstrat că, în unele situații concrete în practică, în intervalul de frecvență 30-1000 MHz, configurarea testului folosește antene de câmp îndepărtat în zona de câmp apropiat, deoarece distanța de la antena la harness este de numai 100 cm (prea mică). De asemenea, sunt descrise câteva soluții practice pentru rezolvarea problemei reproductibilității în testele privind emisiile din industria automobilelor [21].

În [22], autorul investighează modul în care anumiți parametri din standardul CISPR25, setupul pentru ALSE, influențează rezultatele testelor. Acești parametri sunt: distanța dintre harness și marginea planului de masă (DHDPE) și lungimea mesei (prin utilizarea aceluiași harness în teste repetate, influența harness-ului nu este luată în considerare). El concluzionează că emisiile radiate se

diminuează pe măsură ce DHDPE scade la frecvențe joase și cresc pe măsură ce lungimea crește la frecvențe joase. Apoi se calculează emisiile radiate (presupunând că planul de masă este ideal) și se compară cu rezultatele măsurătorilor; au fost utilizate sonde de curent și apoi câmpul a fost calculat presupunând că harnessul este împărțit în dipoli hertzieni. Valorile măsurate au rezultat mai mari decât cele calculate (deci emisiile nu provin exclusiv din curenți de mod diferențial) [22].

În [23], autorii prezintă câțiva parametri din standardul CISPR 25, care pot influența rezultatele obținute în diferitele tipuri de ALSE: caracteristicile materialului absorbant, conexiunile între planul de masă și incinta ecranată și calitatea planului de masă. În ceea ce privește cerințele privind performanțele absorberilor, nu se specifică nimic sub 70 MHz, pe când peste 70 MHz specificația de 6 dB atenuare nu este suficientă; prin simulare s-a concluzionat că ar fi recomandabilă o atenuare de 10 dB. În ceea ce privește conexiunile la masă, conexiunile orizontale au trebuit specificate ca singura soluție autorizată, din cauza diferențelor de aproximativ 20 dB între conexiunile verticale și cele orizontale, în cazul testării emisiilor radiate. Influența mărimii planului de masă poate fi minimizată prin performanțe mai bune ale absorbanților (3/5 dB) [23].

Studiile au arătat că pot apărea abateri semnificative între camerele de măsurare, de până la 20dB, atunci când se efectuează măsurători cu antena monopol într-un ALSE. Au fost făcute recomandări pentru modificarea incintei ecranate ALSE pentru a îmbunătăți dispersia măsurărilor, dar o solicitare adresată tuturor laboratoarelor de încercări de a-și modifica ALSE-urile nu este practică. Standardul MIL-STD-461F a schimbat recent configurația setupului cu antena monopol (înălțimea antenei și pământarea) pentru a îmbunătăți dispersia măsurărilor [24]. Modificarea setupului cu antena monopol constă din mai multe aspecte: contragreutatea se află la un nivel mai jos decât planul de masă; nu se folosește nicio curea de legătură între planul de masă și contragreutate și se folosește un cablu coaxial scurt cu o tijă de ferită pentru a împământa antena la podeaua camerei. Apar deviații semnificative ale emisiilor măsurate de la același element, de la cameră la cameră dacă se folosește înălțimea curentă a antenei și contragreutatea monopolului. Abaterile vor fi mai mari în gama de frecvențe de 10-30 MHz și se pot atribui dimensiunilor camerei, ale planului de masă și ale materialului absorbant RF utilizat în interiorul camerei [24].

Datele au arătat că repetabilitatea măsurării de la cameră la cameră este oarecum slabă din cauza alegerii tradiționale a înălțimii antenei și a tehnicii de legare la masă a contragreutății. Măsurătorile efectuate pe același artefact în 5 camere diferite au arătat că, cu înălțimea modificată a antenei (MIL-STD-461F) și cu împământarea prin contragreutate, variabilitatea condițiilor de măsurare extreme ale câmpului de "nul" și "vârf" care au existat în banda de frecvență de 15-25 MHz s-a redus foarte mult [24].

În general, precizia măsurării de la cameră la cameră a fost îmbunătățită semnificativ cu tehnica de modificare a înălțimii antenei (MIL-STD-461F) și tehnica de contragreutate [24].

În [25] autorul investighează modul în care anumiți parametri din standardul CISPR25 și setup-ul pentru ALSE influențează rezultatele testelor. Metodele actuale de scanare a curentului ar putea fi o alternativă promițătoare pentru a reduce necesitatea măsurătorilor automotive CISPR 25 ALSE (adică în cameră semi-anecoică). Se presupune că, în special în domeniul de joasă frecvență, harnessul este adesea structura radiantă dominantă.

Cunoscând distribuția de curent de-a lungul harness-ului, câmpul poate fi calculat în orice punct. În prima implementare s-a calculat faza prin măsurarea

amplitudinii curentului, care poate produce erori în domeniul de frecvențe joase. Pentru a corecta problema menționată, Jia propune două îmbunătățiri alternative ale metodelor de scanare de curent de mod comun în timp real pentru harness-uri [25].

O scanare în domeniul temporal poate furniza simultan informații despre amplitudinea și faza curentului prin Transformarea Fourier Rapidă (FFT). O metodă, care consideră că curentul de mod comun este sursa de radiație, modelează pachetul de cabluri printr-un set de dipoli elementari pentru a calcula emisiile de câmp. Metoda CSM-TD utilizează măsurătorile de curent în domeniul timp și apoi aplică algoritmul FFT pentru a găsi amplitudinea spațială și distribuția fazelor pe un pachet de cabluri [25]. Cealaltă metodă utilizează curenți de mod comun și parametri de linie de transmisie la porturile de intrare și de ieșire ale pachetului de cabluri pentru a calcula emisiile de câmp (metoda necesită numai curenții de mod comun și parametrii S la două terminale ale unui cablu) [25].

Emisiile radiate reprezintă unul dintre testele efectuate în prezent în cadrul laboratorului EMC Continental Timișoara. Alte teste de emisii includ: emisiile conduse măsurate cu LISN, emisiile măsurate cu stripline și cu sonda de curent [9], [19]. În acest subcapitol, se face o comparație între două camere semi-anechoice din punctul de vedere al emisiilor radiate.

2.3.2 Procedura de test

În Fig. 2-10 și Fig. 2-11 sunt prezentate configurații practice de experiment în camera semi-anechoică. În figurile menționate, putem identifica următoarele elemente: antena, DUT, baterie, cabluri, LISN, plan de masă, suport cu constantă dielectrică mică, cablu coaxial de înaltă calitate, instrument de măsurare, material absorbant RF.

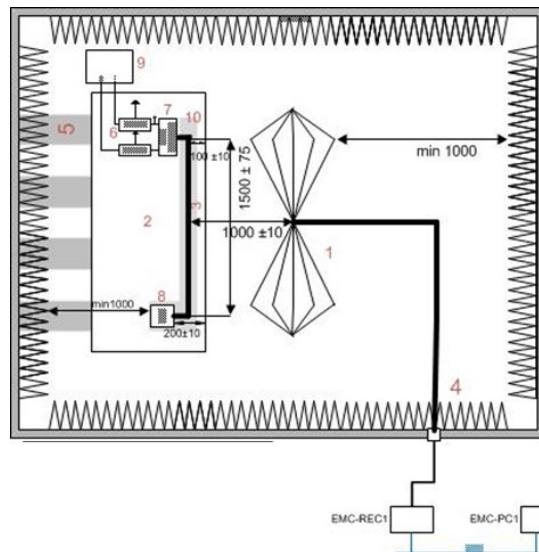


Fig. 2-10 Configurația de test cu antena biconică [1], [19]

DUT-ul a fost o componentă auto care a fost utilizată pentru măsurarea emisiilor. Harness-ul era cablajul DUT-ului, care conținea partea de comunicații și sursa de alimentare. LISN (rețeaua de stabilizare a impedanței de linie) a furnizat tensiunea de alimentare către DUT [20].

Fiecare cablu de alimentare a DUT-ului a fost conectat la o rețea artificială de $50\Omega / 5\mu\text{H}$. Tensiunea bateriei a fost menținută la $13,5 \pm 0,5\text{V}$ pentru sistemele de 12V [20].

DUT-ul a fost plasat la o înălțime de 50 mm pe un material non-conductiv (polistiren). Partea din față a DUT a fost situată la cel puțin 200 mm de marginea planului de masă [1], [20].

Lungimea totală a harness-ului dintre DUT și simulatorul de sarcină nu a depășit 2000 mm (partea harness-ului paralelă cu marginea din față a planului de masă trebuie să fie (1500 ± 75) mm) [1], [19].

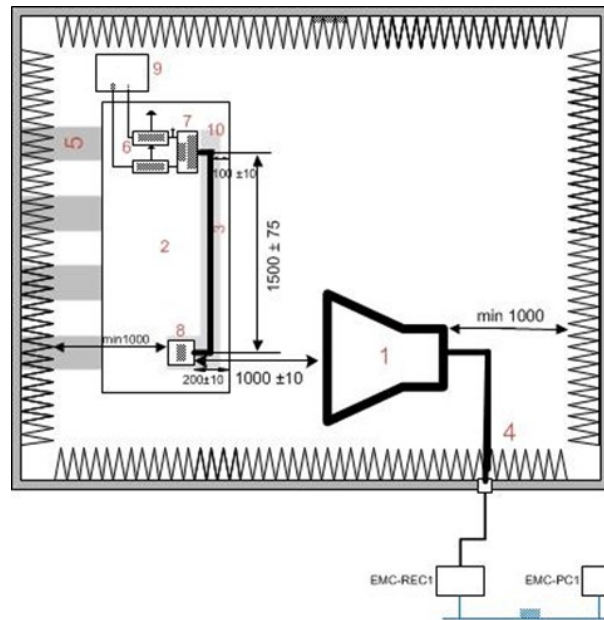


Fig. 2-11 Configurația de test cu antena horn [2], [19]

Înălțimea centrului de fază al antenei este impusă la $1000 \text{ mm} \pm 10 \text{ mm}$ în raport cu podeaua camerei [1]. Distanța dintre harness și antenă este de $1000 \text{ mm} \pm 10 \text{ mm}$. De la 30 MHz la 1000 MHz, au fost efectuate măsurători în polarizări verticală și orizontală. Aceste cerințe sunt specificate în standardul CISPR-25 și pot fi modificate oricând de către client în cazul în care echipa de proiect decide să testeze DUT-ul în condiții mai severe decât este menționat în CISPR-25 [1].

2.3.3 Tipuri de antene utilizate în testare

Am efectuat măsurători de emisii radiate în două camere semi-anechoice: ALSE 1 și ALSE 2. DUT-ul care a fost supus încercărilor de emisii radiate a fost un cluster de automobile care oferă șoferului următoarele informații: viteza vehiculului, indicația temperaturii motorului, kilometrajul. Un microcontroler specific ales de client evaluează semnalele de intrare corespunzătoare mărimilor afișate și activează direct afișajul. Comunicațiile vehiculelor sunt gestionate prin două linii de tip CAN [19].

ALSE 1 este o cameră semi-anechoică situată în EMC Continental Timisoara, care este utilizată pentru următoarele teste: imunitate radiată, emisii radiate și imunitate la transmițătoare portabile. Are dimensiunile: 6,4 m x 7,9 m x 3,9 m, o frecvență maximă de lucru de 18 GHz și este placată cu absorberi hibridi compuși din plăci de ferită pentru adaptarea impedanței și din piese piramidale.

ALSE 2 este o cameră semi-anechoică situată în EMC Continental Timisoara, care este utilizată pentru imunitatea radiată și testarea emisiilor radiate. Are dimensiunile: 6,38 m x 5,55 m x 3,75 m, o frecvență maximă de lucru de 18 GHz și este placată de asemenea cu absorberi hibridi compuși din plăci de ferită pentru adaptarea impedanței și din piese piramidale.

Pentru testarea emisiilor radiate am utilizat următoarele antene: două antene monopole (Monopole VAMP9243 și RodAntenna HFZ2-Z6) în intervalul 0.1-30 MHz, două antene biconice (Schwarzbeck biconical BBA9106 și Biconical HK116E) între 30-200 MHz, două antene log-periodice (Logger VUSLP9111B și Logper HL223) de la 200 MHz la 1 GHz și două antene log-periodice (Logper VUSLP9111B și LogPer HL050) de la 1 GHz la 3.2 GHz. Măsurătorile au fost efectuate pe același DUT în ambele camere [19].

Ca parte a setupului de test, am folosit și preamplificatoare RF pentru a amplifica semnalele de nivel scăzut și pentru a mări intervalele de frecvențe utilizabile ale antenelor. Acestea au fost conectate între cablul final și antenă, pornind de la 30 MHz până la 2.69 GHz. Am folosit două preamplificatoare RF diferite: în ALSE 1 unul de la MTS Systemtechnik și în ALSE 2 unul de la Schwarzbeck. Fig. 2-12, Fig. 2-13 și Fig. 2-14 prezintă configurațiile de test cu antenele menționate mai sus în ALSE 1 și ALSE 2.



Fig. 2-12 Configurația de test cu antena monopole (ALSE1)



Fig. 2-13 Configurația de test cu antena log-periodică (ALSE1)



Fig. 2-14 Configurația de test cu antena log-periodică (ALSE2)

2.3.4 Comparație între ALSE 1 și ALSE 2

În graficele următoare sunt prezentate comparații între rezultatele corespunzătoare celor două camere semi-anechoice. Măsurătorile acoperă intervalul de frecvență de 100 KHz-2.69 GHz. Pentru receptoarele de măsurare au fost utilizate detectoarele de vârf și valoare medie și au fost selectate lățimile de bandă de 9 KHz, 120 KHz și 1 MHz . Polarizarea verticală a fost considerată de la 100kHz și polarizarea orizontală doar de la 30 MHz în sus. Receptoarele de test folosite au fost: R&S ESCI (9 KHz-3 GHz) și R&S ESR 7 (9 KHz-7 GHz).

Măsurătorile raportate în Fig. 2-15 au acoperit intervalul de frecvențe 100 KHz - 30 MHz și s-au bazat pe o antenă monopol polarizată vertical. Rezultatele obținute în ALSE 2 sunt reprezentate cu negru (detector de vârf) și roșu (detector de valoare medie). Rezultatele din ALSE1 sunt reprezentate cu maro (detector de vârf) și verde (detector de valoare medie).

În Fig. 2-16 sunt raportate măsurători care acoperă gama de frecvență 30 MHz - 1.577 GHz, cu polarizare orizontală, antenele biconică, log-periodică și antena horn, lățime de bandă (rezoluția receptorului) de 9 KHz. Rezultatele din ALSE 2 sunt reprezentate cu negru (detector de vârf) și roșu (detector de valoare medie). Rezultatele din ALSE 1 sunt reprezentate cu maro (detector de vârf) și verde (detector de valoare medie) [19].

Pentru Fig. 2-17, măsurătorile au fost între 30 MHz și 2 GHz, polarizare orizontală, antenele biconică, log-periodică și horn, lățime de bandă de 120 KHz. ALSE 2 este reprezentată cu negru (detector de vârf) și roșu (detector de valoare medie). ALSE1 este reprezentat cu maro (detector de vârf) și verde (detector de valoare medie).

Fig. 2-18 raportează măsurători între 30 MHz și 2,69 GHz, polarizare orizontală, antenele biconică, log-periodică și horn, lățime de bandă de 1 MHz. ALSE 2 este reprezentată cu negru (detector de vârf) și roșu (detector de valoare medie). ALSE1 este reprezentat cu maro (detector de vârf) și verde (detector de valoare medie) [19].

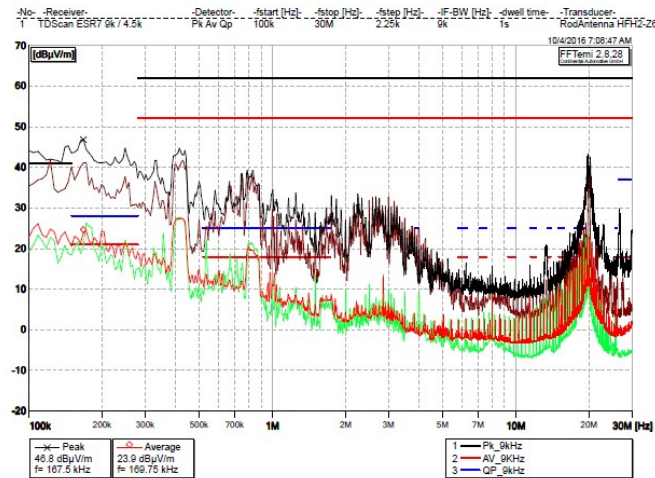


Fig. 2-15 Măsurătoare cu antena monopol. Pe abscisă: frecvența (Hz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m), valori de vârf și medii

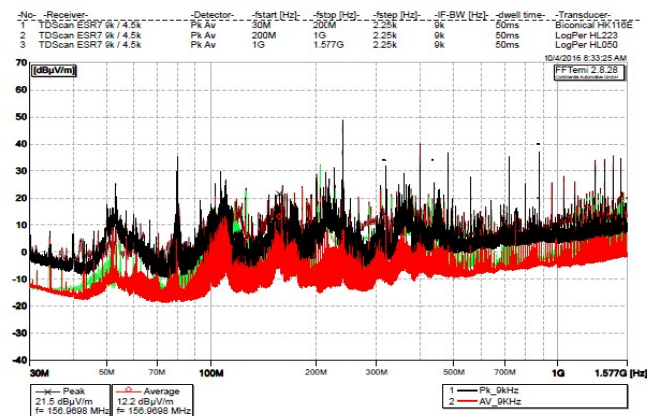


Fig. 2-16 Măsurătoare cu lățime de bandă de 9 KHz, polarizare orizontală. Pe abscisă: frecvența (Hz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m), valori de vârf și medii

Toate figurile menționate arată că rezultatele măsurătorilor nu sunt identice, indiferent de lățimea de bandă și antenele utilizate. În Fig. 2-15, sunt evidente diferențele semnificative, care pot proveni de la driverele diferite utilizate de cele două receptoare de măsurare. În cazul R&S ESCI am folosit metoda FFT de la 3,5 MHz și modul receptor de la 100KHz la 3,5 MHz. R&S ESR 7 utilizează metoda FFT pe toată gama de frecvențe. Din Fig. 2-16, Fig. 2-17 și Fig. 2-18 putem concluziona că și preamplificatorul RF influențează rezultatele obținute [19].

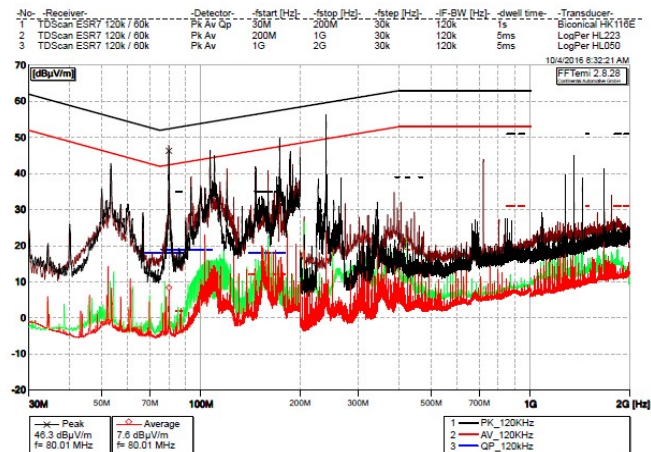


Fig. 2-17 Măsurătoare cu lățime de bandă de 120 KHz, polarizare orizontală. Pe abscisă: frecvența (Hz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m), valori de vârf și medii.

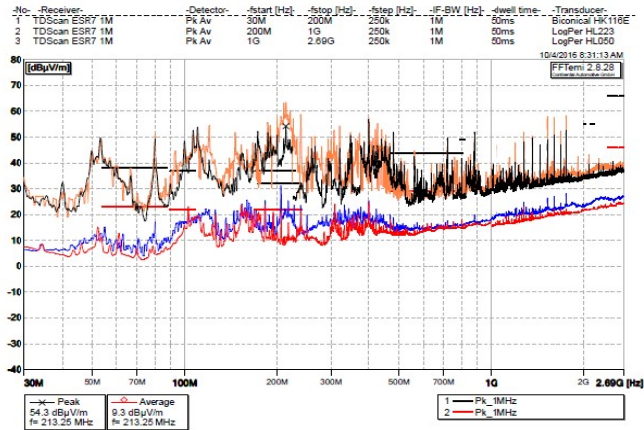


Fig. 2-18 Măsurătoare cu lățime de bandă de 1 MHz, polarizare orizontală. Pe abscisă: frecvența (Hz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m), valori de vârf și medii

2.3.5 Concluzii

În acest sub-capitol am raportat utilizarea unui cluster de automobile ca DUT pentru compararea rezultatelor măsurătorilor din două setupuri diferite de testare a emisiilor radiate. Lucrarea a fost motivată de necesitatea de a evalua impactul echipamentelor de testare EMC asupra rezultatelor testelor și, ulterior, asupra deciziei privind conformitatea produselor cu privire la EMC.

Am prezentat principalele echipamente utilizate pentru testarea în conformitate cu standardul general pentru testarea emisiilor radiate CISPR 25. Pentru testele emisiilor radiate am folosit diferite antene în două camere semi-anechoice diferite și am comparat rezultatele. Am concluzionat că rezultatele măsurătorilor depind de configurarea testelor, uneori în mod semnificativ, deși echipamentul respectă cerințele standardelor. Reducerea incertitudinii de măsurare a emisiilor radiate inter-laboratoare va face obiectul unor activități viitoare.

2.4 Metode pentru reducerea nivelurilor emisiilor conduse

2.4.1 Introducere

Scopul acestui sub-capitol este de a prezenta și de a comenta unele studii de caz și de a investiga diferite metode care pot fi utilizate pentru reducerea nivelurilor emisiilor conduse (CE) [26].

Termenul de emisii conduse se referă la mecanismul care permite crearea unei energii electromagnetice într-un dispozitiv electric sau electronic și cuplarea energiei la cablul de alimentare al acestuia sau la alt dispozitiv în curent alternativ. Spre deosebire de emisiile radiate, cuplarea emisiilor conduse se realizează în câmp apropiat sau prin conducție. În mod similar cu emisiile radiate, emisiile conduse admise de la dispozitivele electronice sunt controlate de agențiile de reglementare [27].

În această parte a lucrării se raportează o evaluare a echipamentelor de la Continental Automotive Timisoara, utilizate pentru testarea emisiilor conduse. Se prezintă diferite metode care pot fi utilizate pentru reducerea nivelurilor CE.

Emisiile conduse reprezintă unul dintre testele care se desfășoară în prezent în cadrul Laboratorului EMC. Alte teste de emisii includ: emisiile efectuate cu sonda de curent, emisii cu stripline și emisii radiate.

Mai mulți autori abordează problema reducerii nivelurilor de emisii conduse.

Au fost efectuate studii care descriu măsurătorile efectuate pentru a evalua repetabilitatea măsurării emisiilor conduse [28]. Autorul subliniază importanța corelării între nivelurile de evaluare a CE în diferite etape ale produsului (dezvoltare, validarea designului, validarea produsului). El descrie, de asemenea, o serie de evaluări efectuate pentru a înțelege mai bine limitele repetabilității măsurătorilor [28]. Această cunoaștere a repetabilității măsurătorilor este esențială pentru o mai bună înțelegere a caracteristicilor modulelor. Autorul citat a comparat datele obținute cu un generator de semnal cu datele obținute de la două controllere de motoare (unul construit cu un singur procesor, iar celălalt cu trei procesoare). Rezultatele arată că setarea analizorului de spectru la cea mai mică acuratețe calibrată nu oferă un nivel de incertitudine suficient de scăzut [28].

Au fost efectuate studii care privesc influența cablurilor de testare asupra emisiilor conduse [29]. Deoarece harness-ul este principalul element radiant al unei

configurații de testare, acesta poate cauza probleme de repetabilitate în testarea emisiilor conduse [29]. Lucrarea citată prezintă rezultatele testelor privind emisiile conduse pentru o sursă de zgomot de bandă largă utilizând 5 lungimi diferite ale harnessului: 0,2 m, 0,5 m, 1 m, 1,5 m și 2 m. Sursa de zgomot genera un semnal în gama de frecvențe 9 KHz-2 GHz, iar pentru configurarea testului conform standardului CISPR 25 (rezoluția receptorului - RBW de 9 KHz de la 150 KHz la 30 MHz și 120 KHz de la 30 la 108 MHz) s-au folosit două configurații: șasiu legat la masă (chassis ground) și masă cu fir (wired ground) [29].

Cablurile de lungime mai mare produc o atenuare mai mare într-o manieră aproape liniară până la 10 MHz pentru ambele configurații de masă; alegerea unei lungimi de 0,2 m se dovedește a fi rezonabilă pentru ambele configurații de masă, iar celelalte lungimi ale harness-ului pot fi utilizate în limitele specificate în CISPR25 [29].

În 2009, H. Rebholz a prezentat o lucrare cu privire la același aspect: influența pe care harnessul automobilului o are asupra testării emisiilor conduse [30]. El descrie modul în care harnessul influențează atenuarea filtrului și cum să se ia în considerare acest efect în timpul procesului de dezvoltare [30].

În [31] se propune o nouă tehnică pentru reducerea curentului de joncțiune (curentul care circulă prin șuruburile care conectează masa PCB-ului la masa șasiului), care este în corelație puternică cu emisiile generate de către PCB. Cu cât este plasat mai aproape de șurub condensatorul de by-pass, cu atât curge prin joncțiune un curent mai mic. Au fost investigate efectul cauzat de asamblarea cu șasiu și corelația dintre curentul prin joncțiune și emisiile radiate, incluzând configurația cu mai multe șuruburi. Apoi a fost calculat curentul de joncțiune ca sursă de emisie care curge prin șurub, folosind modelul PSPICE de PCB și șasiu, care a arătat o bună corelație cu rezultatul măsurătorilor pentru curentul de joncțiune între masa PCB-ului și șasiu. Pe baza investigației cu ajutorul programului PSPICE, a fost propus și verificat noul concept de reducere a radiației electromagnetice de la șasiu cu PCB [31].

O altă metodă de reducere a nivelurilor de emisii conduse a fost descrisă în [32]. Autorii prezintă o metodă de împrăștiere a spectrului pentru a reduce aceste niveluri. Principiul de împrăștiere a spectrului de frecvențe constă în modularea frecvenței principale de tact în jurul frecvenței sale principale; energia fiecărei armonici este redusă în comparație cu același semnal de tact nemodulat. Ei concluzionează că "fereastra de împrăștiere" crește cu frecvența armonicilor, astfel încât răspândirea energiei este mult mai eficientă la frecvențe mai mari [32].

În acest sub-capitol, sunt prezentate și comentate unele studii de caz care pot fi utilizate pentru reducerea nivelurilor CE. Sunt prezentate pe scurt părțile relevante din standardul CISPR25, apoi sunt descrise setupurile de test utilizate pentru măsurarea CE precum și rezultatele obținute în diferite situații de test și sunt trase concluziile ce se impun din studiile prezentate.

2.4.2 Procedura de test (CISPR 25)

Testele privind emisiile conduse sunt realizate într-o încăpere ecranată, în cadrul Laboratorului EMC care aparține Continental Automotive România. Există două metode principale pentru măsurarea emisiilor conduse provenite de la DUT: LISN și metoda sondei de curent.

O configurație simplificată de testare a emisiilor cu LISN este ilustrată în Fig. 2-19. Echipamentul principal utilizat pentru măsurare constă din: receptor (care

este conectat pentru măsurarea semnalului provenit de la LISN), LISN (care separă perturbațiile emise de DUT) și cabluri RF.

După cum s-a arătat mai sus, receptorul EMI are o lățime de bandă (rezoluție) bine definită (200 Hz, 9 kHz, 120 kHz și 1 MHz) și detectoare standardizate (de vârf, de valoare medie și de cvasi-vârf) [1].

O rețea LISN (Line Impedance Stabilization Network) este un filtru trece-jos, care furnizează tensiunea și curentul necesare echipamentului testat (EUT) și filtrează perturbațiile introduse de linia electrică. Acesta este plasat între sursa de energie și EUT și poate fi utilizat și pentru evaluarea emisiilor conduse [1]. Funcțiile LISN au fost descrise în subcapitolul precedent. În cazul Automotive, liniile de alimentare provin de la bateria autovehiculului.

Conform standardului CISPR 25, măsurătorile emisiilor conduse sunt efectuate în intervalul de frecvență de 9 KHz - 1 GHz. Aceste măsurători de tensiune caracterizează emisiile doar pe un singur cablu de alimentare o dată și nu pot caracteriza emisiile radiate provenite de la PCB [1]. CE injectate în cablurile de alimentare ale EUT / DUT sunt susceptibile să producă ușor perturbații radiate deoarece sistemul de conductoare al rețelei de alimentare poate forma antene foarte eficiente [2]. Acest lucru este valabil și în cazul autovehiculelor.

Emisiile conduse pe liniile de alimentare sunt măsurate succesiv pe linia de alimentare pozitivă cu energie și pe linia de întoarcere prin conectarea instrumentului de măsurare la portul de măsurare aferent al rețelei artificiale [1], [26].

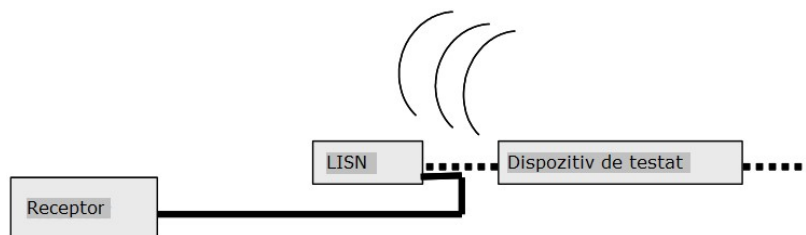


Fig. 2-19 Schemă cu echipamente folosită pentru testarea cu LISN [1]

O a doua metoda pentru măsurarea emisiilor conduse, pe baza sondei de curent, este prezentată în Fig. 2-20. Sonda de curent trebuie montată în jurul harness-ului complet (care include toate cablurile). Sonda va fi poziționată la două distanțe: 50 mm și 750 mm de la DUT [1].

Într-o cameră ecranată se poate folosi și metoda de măsurare a emisiilor radiate cu ajutorul stripline. După cum se poate vedea în Fig. 2-21, un capăt al stripline este conectat la receptorul de măsurare și celălalt la o terminație de 50 ohmi.

DUT-ul trebuie să fie localizat pe aceeași parte cu sarcina de 50 ohmi a stripline, și harnessul trebuie să fie poziționat sub septumul stripline-ului [1], [26].

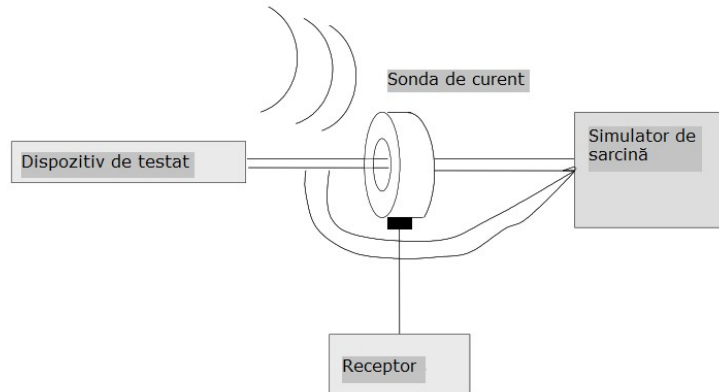


Fig. 2-20 Lista de echipamente folosită pentru măsurătoarea cu sonda de curent [1]

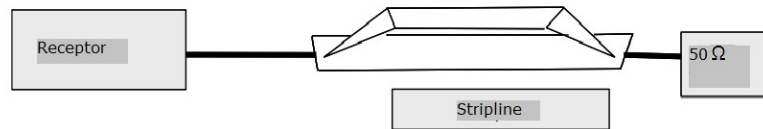


Fig. 2-21 Echipamente folosite pentru testarea cu stripline [1]

2.4.3 Descrierea metodei

Am efectuat teste de emisii conduse cu LISN într-o cameră ecranată (SE – "Shielded Enclosure"). Această cameră poate fi, de asemenea, utilizată pentru următoarele teste: BCI ("Bulk Current Injection" - imunitate condusă), imunitate radiată cu stripline și emisii conduse prin metoda sondei de curent.

În Fig. 2-22, este prezentată configurația de testare utilizată pentru măsurarea perturbațiilor transmise prin conducție. DUT și harness-ul de testare au fost plasate pe un material non-conductor (polistiren). DUT a fost amplasat la o distanță minimă de 100 mm față de marginea planului de masă. Conductoarele de alimentare între conectorul LISN și conectorul DUT au o lungime standard de 200 mm (v. Fig. 2-23). Lungimea totală a harness-ului (între DUT și simulatorul de sarcină) nu a depășit 2000 mm. Cele două LISN-uri au fost de asemenea utilizate pentru a furniza energie de alimentare la DUT și pentru a asigura o impedanță constantă de 50 Ω pentru receptorul de măsurare [1], [26].

Emisiile conduse pe liniile de alimentare au fost măsurate succesiv pe linia directă și pe linia de retur de curent prin conectarea portului de măsurare la portul de măsurare al LISN (rețea artificială), celălalt port de măsurare al AN fiind terminat cu sarcină de 50 Ω .

Pentru această măsurătoare am folosit un receptor ESR EMI de la Rohde & Schwarz cu domeniul de frecvență: 9 kHz-3,6 GHz și două V-LISN 5 μ H de la Schwarzbeck.

Parametrii receptorului au fost: lățimea de bandă de 9 kHz între 100 kHz-26 MHz (100 ms timp de așteptare - engl. "dwelling time") și lățimea de bandă 120 kHz între 26-108 MHz (timp de 10 ms), detectoarele de vârf și valoare medie [9], [19], [26].



Fig. 2-22 Setup-ul de test pentru emisii conduse

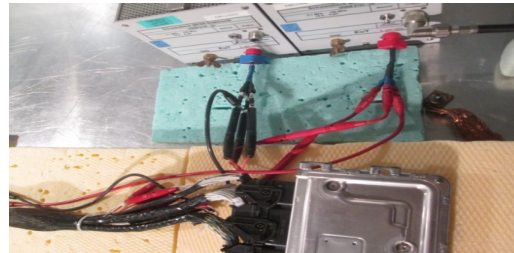


Fig. 2-23 Detaliu al Fig. 2.22 cu LISN

2.4.4 Rezultate și discuții

A. Teste inițiale

DUT-ul supus testului CE a fost o unitate electronică care controlează injecția benzinei și alte funcții secundare ale vehiculului. Sistemul de injecție a benzinei (senzorii și dispozitivelor de acționare) necesită propriul cablaj electric de alimentare, izolat de baterie printr-un releu principal [26].

Am folosit metoda discriminării descrisă prin schema logică din Fig. 2-24 pentru a stabili dacă testele au fost trecute sau nu [33]. Începem cu o măsurătoare cu detectoare de vârf și valoare medie și dacă observăm spike-uri distincte pe detectorul de vârf, în concordanță cu spike-urile de la detectorul de valori medii, concluzionăm că avem de luat în considerare o măsurătoare de bandă îngustă.

Așadar, comparăm nivelul de vârf cu limita de bandă îngustă la acea frecvență. Dacă nivelul de vârf este peste limita de bandă îngustă, eșantionul este un test fail.

În Fig. 2-25 este prezentat un test inițial eșuat. Putem vedea spike-urile în măsurătoarea cu detectorul de valoare medie în corespondență cu spike-urile de la măsurătoarea cu detectorul de vârf, iar nivelul de vârf este peste limita de bandă îngustă în acel loc.

În acest test, unitatea a fost utilizată în două configurații: DUT izolat de la masă și DUT conectat la masă. De asemenea, s-au efectuat două tipuri de măsurători: pe + BAT de la LISN și pe GND de la LISN [26].

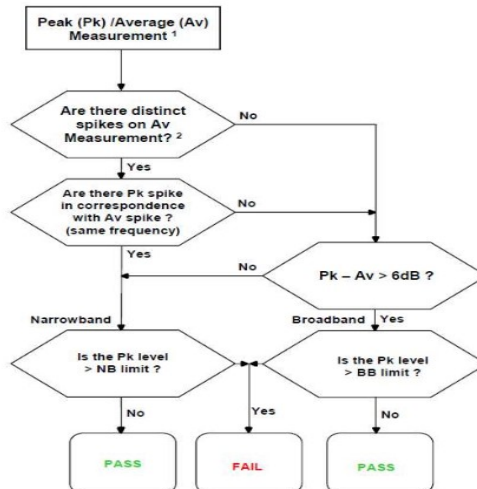


Fig. 2-24 Metoda de discriminare [33]

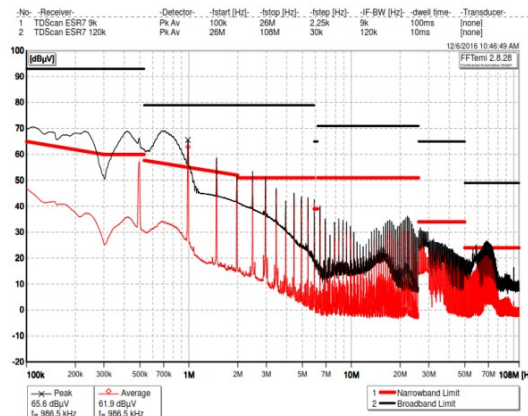


Fig. 2-25 Măsurătoarea inițială. Pe abscisă frecvența (Hz), pe ordonată tensiunea măsurată pe sarcina de 50 Ω a LISN (dBμV). Tensiunea traduce curentul perturbator injectat de DUT în conductoarele de alimentare [2].

B. Metode pentru reducerea nivelurilor CE

După studierea PCB-ului împreună cu echipa de proiect, am stabilit câteva soluții pentru reducerea nivelurilor CE. DUT-ul are emisii cu frecvența fundamentală de 500 KHz din cauza comutării tranzistoarelor. De asemenea, pe PCB, conform schemei existente se formează un filtru LC cu frecvența de rezonanță de 26 MHz [26].

PCB-ul conține și un convertor Sepic cu următoarele componente: tranzistorul T4001, dioda D4005, bobinele L4002 și L4003 (cu galben în Fig. 2-26).

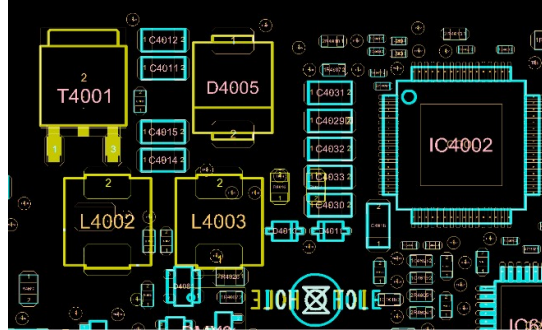
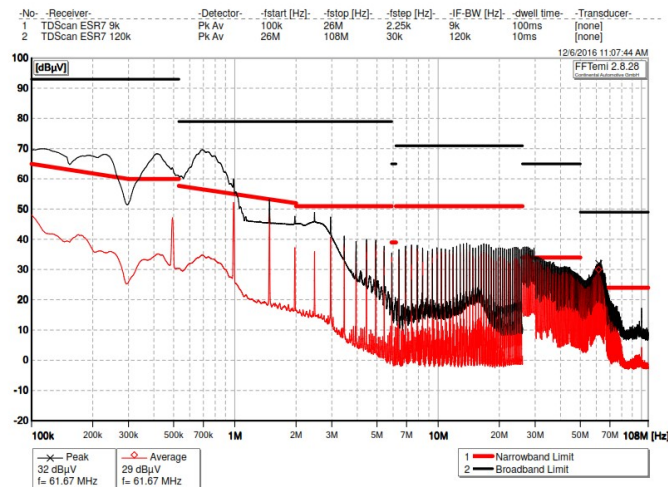


Fig. 2-26 PCB-ul care a fost supus testului de emisii conduse

În Fig. 2-27, este prezentat rezultatul testului de CE în cazul unei prime soluții pentru reducerea nivelului CE: conectarea de condensatoare cu valori între 10 și 220 nF pe șuruburile din mijloc, stânga și dreapta PCB-ului (șuruburile prin care se leagă carcasa metalică din Fig. 2-23 de PCB). Această soluție are o influență notabilă asupra spike-urilor măsurate de detectorul de vârf, lăsând o problemă doar la 1 MHz. Fig. 2-28 arată rezultatul unei alte soluții care rezolvă problema de la 1 MHz. Ea constă în scoaterea condensatoarelor mecanice [26].

Un alt caz este descris în Fig. 2-29. L4002 și L4003 (din Fig. 2.26) au fost înlocuite cu o bobină ecranată. Am folosit o bobină SMD de putere (10 μ H NR magnetic shielding).

Soluțiile cu bobine ecranate și cu îndepărtarea condensatoarelor mecanice asigură trecerea testului de CE de către DUT, dar cu ultima variantă se obțin niveluri mai mici de emisii [26].

Fig. 2-27 Rezultatul în cazul condensatoarelor montate pe șurubul din mijloc. Pe abscisă frecvența (Hz), pe ordonată tensiunea măsurată pe sarcina de 50 Ω a LISN (dB μ V).

2.5 Metodă de scanare în câmp apropiat folosită la reducerea emisiilor radiate

2.5.1 Studiu bibliografic

Testele EMC efectuate în camerele anecoice sau semi-anecoice reprezintă o soluție costisitoare pentru verificarea compatibilității electromagnetice a dispozitivelor, aparatelor și echipamentelor electrice și electronice. Spațiile mari implicate în testele pentru emisii radiate pot fi reduse prin scanarea în câmp apropiat [34].

Mai mulți autori abordează problema reducerii nivelurilor Emisiilor Radiate (RE) prin utilizarea tehnicilor de scanare în câmp apropiat.

Baudry și colab. prezintă un sistem de scanare în câmp apropiat complet automatizat, dezvoltat pentru a determina câmpul electric radiat de sistemele electronice. Pentru măsurători exacte, se utilizează un sistem de poziționare 3D a sondei. Acesta validează o masă de test pe o linie microstrip, iar un sistem optic este dezvoltat pentru a obține o hartă de relief și pentru a controla deplasarea sondei [35].

Un alt studiu care a fost făcut pentru predicția câmpurilor radiate prin utilizarea unei metode în câmp apropiat este descris în Shi și colab. [36]. Autorii demonstrează că, prin utilizarea datelor de scanare în câmp apropiat, interferența electromagnetică radiată poate fi prezisă cu o abordare echivalentă celei bazate pe măsurarea curentului care poate include incinte cu deschideri. Acordul dintre rezultatele simulării directe și rezultatele simulării folosind surse echivalente este destul de bun dacă sunt respectate anumite constrângeri [36].

Dong și colab. demonstrează de asemenea posibilitatea scanării în câmp apropiat pentru a determina interferențele electromagnetice dintr-un circuit integrat, prin măsurarea distribuției curentului în circuitul integrat [37]. Dacă un circuit integrat este proiectat greșit, curenții de zgomot de înaltă frecvență pot excita structurile radiante neintenționale de pe PCB, ceea ce duce la niveluri ridicate de emisii radiate. Informațiile obținute prin scanare pot ajuta inginerii EMC să identifice problemele. Rezultatele arată că acesta este un instrument eficient de investigare a problemelor EMI la nivel de chip [37].

Rinas și colab. propun o abordare pentru optimizarea metodei de caracterizare a PCB-urilor prin scanarea în câmp apropiat și identificarea sursei echivalente [38]. Metodele prin care se încearcă identificarea unei distribuții echivalente a surselor prin măsurători de câmp apropiat nu necesită camere anecoice mari. Radiația unui PCB este modelată cu un set de surse elementare, rezultând un același câmp ca în cazul sistemului electronic real; distribuția surselor este aleasă în funcție de așezarea componentelor pe placa de circuit; corelația dintre datele privind fazele surselor de-a lungul fiecărui conductor este luată în considerare și integrată în procesul de calcul [38].

O altă masă automată de testare este prezentată de Kuehn și colab. în [39]. Se utilizează pentru determinarea EMI la nivel de chip și se bazează pe sonde electro-optice active [39]. Sistemul de scanare combină un volum mare de scanare cu o rezoluție micrometrică. Un sistem de reconstrucție a suprafeței optice permite măsurarea structurii suprafeței dispozitivului testat (DUT) cu o incertitudine mai bună decât 20 μm , permițând scanarea la o distanță cunoscută deasupra componentelor electronice existente. Sunt folosiți senzori de câmp electric și magnetic miniaturizați cu bandă ultra-largă pentru domeniul de frecvență de la 0.01 până la 6 GHz,

combinăți cu un analizor de semnal vectorial de mare viteză, pentru măsurarea distribuției câmpului electromagnetic cu o gamă dinamică mai mare decât 120 dB. Izolarea sondei elimină perturbația câmpului EM al DUT comparativ cu sondele conectate electric și oferă o sensibilitate mai bună cu 60 dB decât sondele electro-optice pasive [39].

Li și colab. prezintă o nouă tehnică bazată pe surse echivalente pentru a estima interferența electromagnetică. Pentru a reconstrui o matrice de dipoli magnetici echivalentă, ei utilizează amplitudinea datelor de scanare în câmp apropiat. Se propune algoritmul de "optimizare a evoluției diferențiale" pentru a extrage locațiile, orientarea și momentele acestor dipoli [40].

Prin importarea modelelor echivalente ale dipolilor în simulatorul 3D împreună cu modelul circuitelor victimă, problemele EMI devin predictibile. Puterea cuplată la portul antenei victimă calculată pe baza sursei de radiație echivalente este comparabilă cu datele măsurate [40].

2.5.2 Aspecte relevante din standardul CISPR 25

Măsurarea emisiilor radiate (RE) este unul dintre testele care sunt obligatorii într-o etapă de calificare completă pentru validarea unui produs electronic sau electric pentru producția de serie. Scopul acestei secțiuni este de a prezenta o tehnică de scanare în câmp apropiat pentru reducerea nivelurilor RE astfel încât să se reducă timpul de comercializare al produsului (și costurile de producție și testare). Datele privind câmpul apropiat magnetic sunt măsurate prin utilizarea unui sistem EHX + produs de EMSCAN și rezultatele sunt validate prin comparație cu datele măsurătorilor din câmp îndepărtat obținute într-o cameră semi-anechoică. Datele achiziționate sunt utilizate pentru găsirea unei soluții pentru reducerea RE în vederea respectării limitelor impuse de OEM ("Original Equipment Manufacturer" - producătorul original de echipament).

În domeniul EMC, termenul de emisii radiate (RE) se referă la eliberarea neintenționată a energiei electromagnetice de la un dispozitiv electronic. Emisiile radiate permise de la un dispozitiv electronic sunt reglementate de diverse organizații și agenții. Originea acestor emisii provine din fluxul de curent în interconexiuni și cabluri [41].

După cum s-a arătat în Secțiunea 2.2, cele mai multe standarde specifică faptul că testele privind emisiile radiate trebuie efectuate în câmp îndepărtat cu ajutorul unei camere semi-anechoice (SAC - "Semi-Anechoic Chamber"). Deoarece măsurătorile în câmp apropiat sunt mai rapide, mai ieftine și mai ușor de realizat, apare un mare interes în găsirea unei corelații între datele din câmpul apropiat și cele de la câmpul depărtat.

Acest sub-capitol raportează o evaluare a unei părți a echipamentelor existente în Continental Automotive Timisoara, utilizate pentru testarea emisiilor radiate. Este arătat modul în care o tehnică de scanare în câmp apropiat poate îmbunătăți rezultatele testării emisiilor radiate și modul în care ar putea fi găsită și eliminată sursa semnalului nedorit. Se arată că rezultatele obținute prin scanare în câmp apropiat au fost confirmate prin măsurare conform standardului în câmp depărtat.

După cum s-a arătat în Secțiune 2.2, pentru măsurarea emisiilor radiate sunt implicate unele componente cheie. Aceste componente sunt: camera semi-anechoică, antena, LISN, preamplificatorul și receptorul EMI. Sistemul de măsurare este, bineînțeles, interconectat prin cabluri ecranate cu atenuare scăzută [19]. De obicei, pentru testarea emisiilor se utilizează o antenă monopol pentru intervalul de

la 0,1 până la 30 MHz, se utilizează o antenă biconică pentru intervalul 30 până la 200 MHz, o antenă log-periodică de la 200 MHz la 1 GHz și o antenă horn de la 1 GHz până la 3,2 GHz [19].

2.5.3 EMScan

EMxpert, produs de EMSCAN produce valori măsurate ale câmpului magnetic apropiat pentru a oferi suport la diagnosticarea problemelor de design EMC. Este compus din EHX (scanner de înaltă frecvență) și ERX (scanner de înaltă rezoluție). Proiectanții PCB pot scana orice placă pentru a identifica atât sursele de emisie constante în timp, cât și cele variabile în timp în intervalul de frecvențe de la 150 kHz la 8 GHz [42].

EHX constă într-un scanner patentat și un adaptor compact, care lucrează împreună cu un analizor de spectru și un PC pe care rulează software-ul EMxpert (Fig. 2-30). Aplicația software Keysight IO, gratuită, trebuie să fie instalată și pe PC-ul furnizat de client. Scannerul este alcătuit din 1218 sonde de câmp H (magnetice) distribuite la un interval de 7,5 mm într-o matrice comutată electronic, care oferă o rezoluție eficientă de 3,75 mm. Sistemul funcționează de la 150 kHz la 4 GHz sau de la 150 kHz la 8 GHz [42].

Semnalul de intrare RF de pe placa scannerului EHX este conectat la analizorul de spectru și, de asemenea, la adaptorul EMxpert. Analizorul de spectru primește un semnal de declanșare de la adaptorul EMxpert și este conectat la PC prin intermediul unui cablu LAN. Adaptorul EMxpert este, de asemenea, conectat la PC printr-un cablu USB (Fig. 2-30).

EMScan nu necesită o cameră ecranată, dar DUT poate prelua uneori semnale din banda GSM sau banda FM. O soluție pentru a evita acest lucru este de a măsura un nivel de zgomot în mediul de testare înainte de a efectua scanări (mai întâi o scanare spectrală în banda de frecvențe de interes și după aceea o scanare spațială) [42]. O altă soluție constă în ecranarea DUT-ului folosind suprafețe selective în frecvență [43], [44].

Software-ul EMxpert oferă patru tipuri de scanări: scanare spectrală (măsoară și afișează amplitudinea maximă funcție de frecvență a intensității câmpului magnetic pe suprafața scanată), scanarea spațială (măsoară câmpul magnetic al emisiilor electromagnetice radiate de DUT la o singură frecvență ca funcție de poziție), scanare spectrală / spațială (măsoară intensitatea câmpului magnetic al emisiilor de la un obiect în funcție de frecvență și poziție pe PCB) și scanarea cu ajutorul sondei portabile (oferă o metodă de culegere și afișare ușoară a datelor de la senzori, alții decât sondele EMxpert) [42].

EMSCAN a fost analizat în mai multe lucrări.

În 1993, Archambeault [45] a prezentat modul în care EMSCAN poate fi utilizat pentru a prezice nivelurile EMI. Măsurarea furnizează o reprezentare spațială a curenților RF prin măsurarea câmpurilor magnetice apropiate utilizând o matrice de sonde buclă. Prin utilizarea metodei dipolului Hertzian, datele de la EMSCAN pot fi folosite pentru a prezice intensitatea câmpului electric de la un PCB. Diferențele dintre datele măsurate și cele prevăzute variază de la 1 la 7 dB [45].

Rostamzadeh [46] a inspectat penetrarea curenților RF injectați într-un modul auto utilizând EMSCAN. Distribuția câmpului a fost investigată prin scanări spațiale și spectrale [46].

Trebuie evitată circulația curenților RF în zonele mari de uniformitate ale PCB-ului, pentru a preveni resetarea microcontrolerului și alte disfuncționalități. Prin plasarea condensatoarelor de decuplare de înaltă frecvență în imediata apropiere a

pinilor de alimentare ai microcontrolerului se poate preveni și controla circulația curentului de înaltă frecvență. Imaginea spațială a curenților în PCB este utilă pentru etapele de depanare [46].

De obicei, măsurarea performanțelor antenelor necesită o cameră anechoică scumpă și un echipament de testare complex. Pentru evaluarea scannerului magnetic de câmp apropiat, au fost făcute comparații cu măsurătorile efectuate într-o cameră semi-anechoică și modele teoretice utilizând CST Microwave Studio de către Smart și Aubrey [47]. Emscan Labexpress a fost utilizat pentru a evalua antenele și a produs rezultate comparabile cu măsurătorile efectuate în camera anechoică.

Folosind un algoritm genetic, Fan a prezis emisiile radiate pe baza măsurătorilor de amplitudine ale câmpului apropiat realizate cu EMSCAN pentru un comutator Ethernet și un modem ADSL [48]. Pe baza măsurătorilor magnetice, a fost definit un set de dipoli echivalenți pentru a aproxima datele de câmp apropiat. Au fost prezise valorile de câmp îndepărtat și comparate cu datele obținute prin măsurare într-o cameră anechoică. La o frecvență aleasă de 125 MHz, apare o potrivire destul de bună între predicția de câmp depărtat și măsurătorile practice [48].

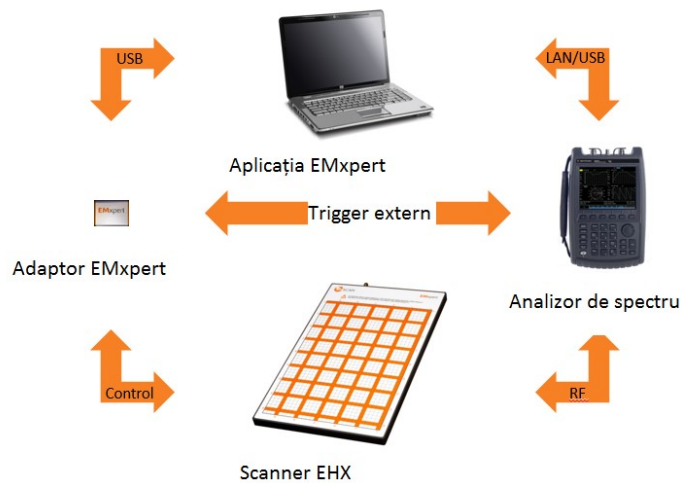


Fig. 2-30 Configurația de test cu EMScan [42]

2.5.4 Măsurători și rezultate

A. Testul inițial în câmp depărtat

DUT-ul care a fost supus testului RE a fost un dispozitiv electronic utilizat pentru unitatea de comandă a airbagurilor (ACU – "Airbag Control Unit").

După o schimbare a ciclului de producție și o schimbare a furnizorilor de componente, trebuie să se realizeze o nouă validare a proiectului (sau produsului), pentru a se stabili dacă noul design cu noile componente satisface cerințele EMC. În acest fel, este convenit cu clientul final un program de validare împreună cu metodele critice de testare și proiectul este trimis la laboratorul EMC pentru testare.

Am efectuat măsurători asupra produsului menționat pentru testul RE în domeniul de frecvență: 100 kHz-3 GHz cu antena monopol, antena biconică și antena log-periodică. Probleme legate de emisii au intervenit doar în intervalul de frecvență: 100 kHz - 26 MHz unde a fost observat un vârf care a încălcat limitele la 0,831 MHz.

Pentru măsurarea cu antena monopol (100 kHz - 26 MHz), am folosit o antenă Rod HFH2-Z6 (Fig. 2-31), un receptor de test ESR 7 EMI de la Rohde & Schwarz cu domeniul de frecvență 9kHz - 7 GHz și două V-LISN 5uH de la Schwarzbeck.

Receptorul a fost setat la o lățime de bandă de 9 kHz (timp de 1 secundă) și au fost utilizate detectoare de valoare de vârf și valoare medie [34].

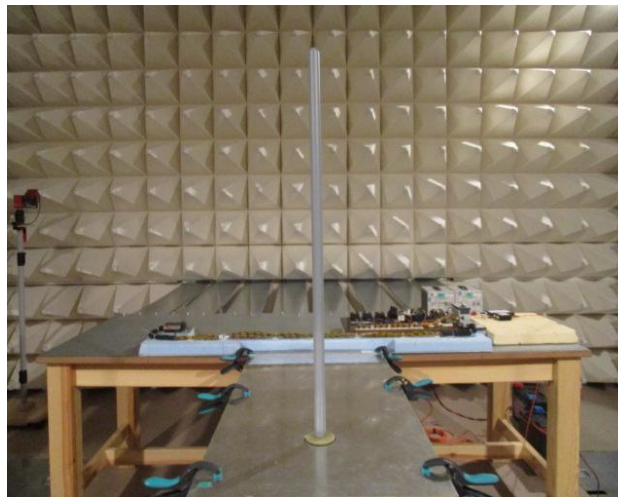


Fig. 2-31 Antena Monopol folosită pentru testarea în câmp îndepărtat

Am considerat metoda de discriminare descrisă în Fig. 2-32 pentru a stabili dacă testele au fost trecute sau nu. Acest lucru se face în conformitate cu standardul CISPR 25 ed.2002 [33]. Conform acestei metode, începem cu o măsurătoare cu detector de vârf și o comparăm cu limita de bandă îngustă. Dacă datele depășesc această limită, măsurăm cu detectorul de valoare medie și comparăm diferența dintre valoarea de vârf și valoarea medie. Dacă diferența dintre cele două detectoare este mai mică de 6 dB, avem o măsurătoare de bandă îngustă și testul DUT-ul este eșuat. Dacă această diferență este mai mare de 6 dB, avem o măsurătoare de bandă largă și dacă datele măsurate sunt sub limita de bandă îngustă, DUT-ul a trecut cu succes testul.

În Fig. 2-33, se raportează un test inițial care este eșuat. Putem vedea că valoarea măsurată de către detectorul de vârf este deasupra limitei de bandă îngustă la 831.25 kHz, așa că am măsurat și cu detectorul de valoare medie.

Diferența dintre detectorul de vârf (un nivel de 28,8 dBuV / m) și detectorul de valoare medie (un nivel de 26,3 dBuV / m) la această frecvență este sub 6 dB, astfel încât să putem concluziona că testul este eșuat [34].

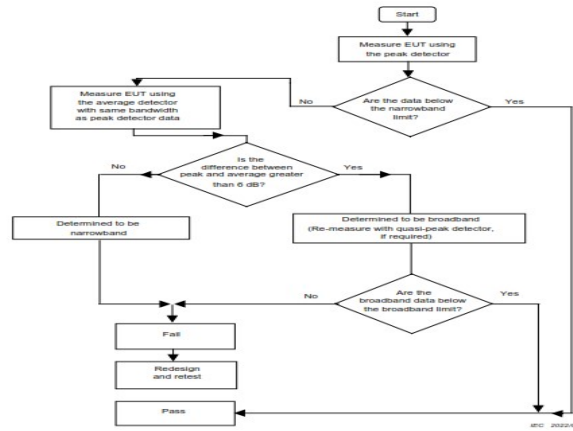


Fig. 2-32 Criteriul de pass/fail din CISPR 25 -2002 (emisiile radiate) [33]

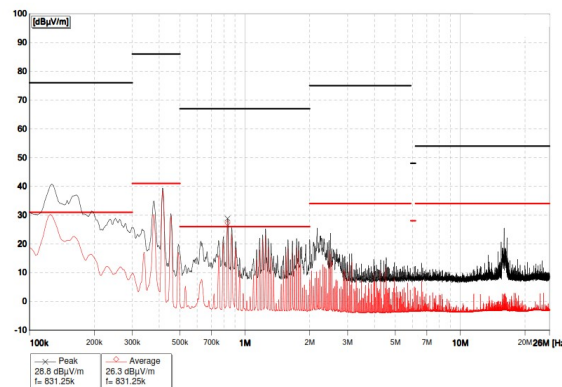


Fig. 2-33 Rezultatele de măsurare ale testului inițial eșuat de emisiile radiate. Pe abscisă: frecvența (Hz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dBμV/m), valori de vârf și medie

B. Măsurătorile în câmp apropiat

După ce am aplicat metoda de testare în câmp îndepărtat și am comparat rezultatul cu măsurătorile inițiale din raportul original de testare a validării produsului, echipa de proiect a concluzionat că această nouă încălcare a limitelor la 0,831 MHz este cauzată de o modificare a unei componente în design [34].

Acesta a fost un punct de blocaj deoarece au existat mai mult de 25 de componente noi și timpul necesar pentru a investiga toate aceste componente noi ar fi depășit mai mult de câteva săptămâni.

Pentru a găsi o soluție pentru ca testele de emisiile radiate să treacă, am utilizat sistemul de câmp apropiat EHX + pentru a găsi sursa de emisii. Tehnica de depanare pentru acest tip de încercare este descrisă în [49], RE fiind în mod tipic eșecul numărul unu din problemele EMI. Emisiile au fost înregistrate până la 1MHz,

deoarece, în general, rezolvarea armonicilor de frecvență joasă le va reduce și pe cele mai înalte [49].

Putem vedea în Fig. 2-34 placa de testare de la EMSCAN și, de asemenea, DUT-ul care a fost supus încercării. DUT-ul a fost conectat la o sursă de 12 V utilizând harness-ul.

Am început cu o scanare spațială a întregului DUT pentru a găsi locația cu cele mai mari emisii (Fig. 2-35). În cadrul unei scanări spațiale trebuie selectată o frecvență de interes, pentru care se calculează câmpul magnetic (în cazul nostru 831 kHz). Prin compararea acestei scanări spațiale cu layout-ul proiectului, am descoperit locul de unde au provenit emisiile. DUT-ul a constat dintr-un PCB cu două straturi, denumite în continuare stratul de jos și de sus.

După o scurtă investigație cu o sondă portabilă pentru câmpul magnetic (100C Beehive), am ajuns la concluzia că semnalul cel mai înalt a provenit de la stratul superior, ceea ce ne-a pus în dificultate, deoarece stratul superior nu poate fi scanat cu ajutorul plăcii EHX + din cauza dimensiunilor celor două condensatoare plasate acolo pentru filtrare (marcate cu roșu în Fig. 2-34).

Sursa de alimentare a DUT-ului părea a fi fost problema. Ea se compune din două tipuri de convertoare DC-DC: unul Buck și unul Boost. Deși funcționează la frecvențe joase (aproximativ 415.5 kHz) [50], aceste convertoare generează armonici care apar în testul de câmp îndepărtat [34].

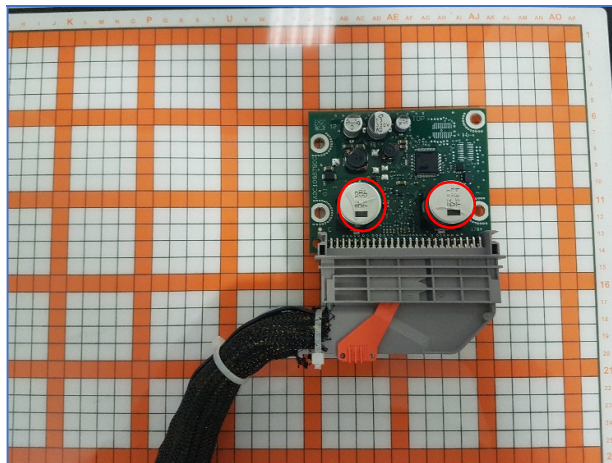


Fig. 2-34 Setupul de test cu EHX+

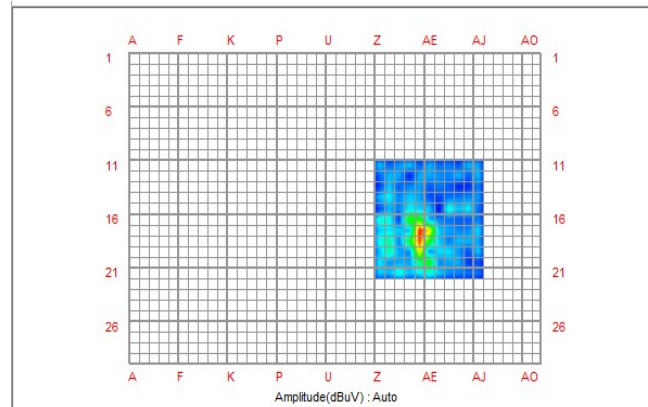
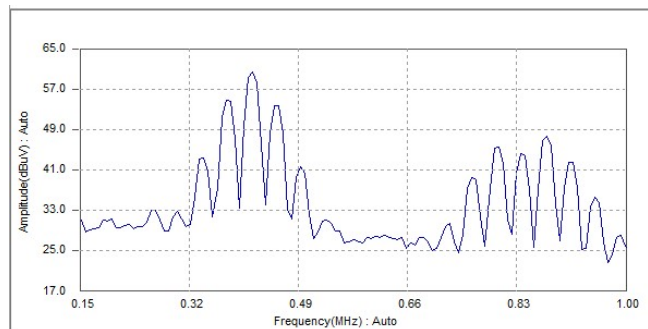


Fig. 2-35 Scanarea spațială cu EHX+

Fig. 2-36 Scanarea spectrală cu EHX+. Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: amplitudinea tensiunii (dB μ V)

Apoi, am făcut o scanare spectrală (Fig. 2-36) în acea locație și am descoperit că frecvența fundamentală a semnalului cules care provine de la acel loc este de 415.5 KHz. În testul de câmp îndepărtat putem vedea această frecvență fundamentală, dar cea de-a doua armonică are o influență mult mai mare în test, din cauza limitei inferioare impuse de OEM în domeniul de frecvențe de 0,5-2 MHz [34].

După găsirea locației geometrice cu sistemul EHX +, am folosit sonde portabile pentru a găsi locația exactă (Fig. 2-37).

Am avut la dispoziție următoarele sonde EMC: sonda EMC 100A (sondă magnetică mică), sonda 100B EMC (sondă magnetică foarte mică) și sonda EMC 100C (sondă magnetică mare), toate fabricate de Beehives Electronics [34].

Am început cu sonda mai mică de câmp H (100A) și am măsurat în jurul sursei de alimentare. În acea locație au fost descoperite două bobine: una mare (bobina 1) și una mică (bobina 2). Pentru a obține o rezoluție mai mare, am trecut la o sondă de câmp H cu diametru mai mare (100C) [49].

În tabelul 2-2, putem vedea diferitele scenarii la care au fost supuse sondele portabile. Sunt listate valorile obținute pentru cele două frecvențe de interes (415.5 kHz și 831 kHz), precum și valorile măsurate din scanarea spectrală (în tabel a fost înregistrat cel mai înalt vârf).

Au fost investigate următoarele cazuri (tabelul 2-2):

- Cazul I: măsurare pe bobina mare;
- Cazul II: ecran pe bobina mare și măsurare pe bobina mică (putem concluziona că problema provine de la bobina mică);
- Cazul III: bobina mică rotită (rezultate mai slabe);
- Cazul IV: bobina mică înlocuită cu una produsă de alt furnizor;

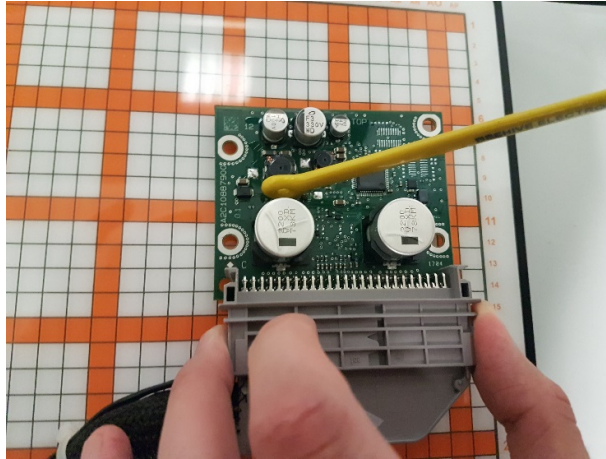


Fig. 2-37 Sonda portabilă

Tabel 2-2 Măsurători cu sonda portabilă (rezultate exprimate în dB μ V)

Frecvența (kHz)	Cazul I	Cazul II	Cazul III	Cazul IV
415.5 kHz	57.5	57.3	59.2	36.1
831 kHz	47.2	47.3	48.6	29.6

După înlocuirea bobinei de la convertorul Boost am făcut o nouă scanare spectrală (Fig. 2-38). Rezultatele sunt vizibile: la cele două frecvențe (415.5 kHz și 831 kHz), amplitudinea s-a redus, așa că putem presupune că rezultatele din câmp îndepărtat se vor schimba într-o manieră pozitivă.

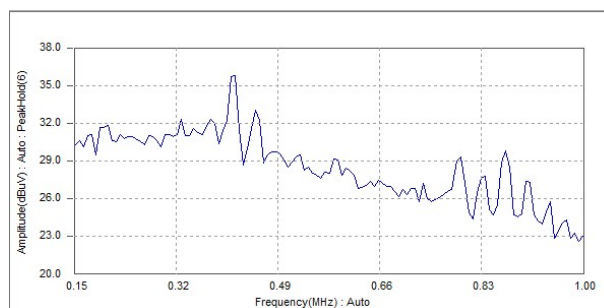


Fig. 2-38 Scanarea spectrală după înlocuirea bobinei

C. Testul final din câmp îndepărtat

După investigațiile din câmp apropiat, a fost efectuat un ultim test în camera semi-anechoică. Această încercare (Fig. 2-39) reprezintă un test trecut cu succes deoarece, la aceeași frecvență (831 kHz), detectorul de vârf furnizează o valoare peste limita de bandă îngustă, dar diferența dintre detectoarele de vârf (29 dBuV / m) și medie (21,7 dBuV / m) este mai mare de 6 dB.

Astfel, prin utilizarea unei tehnici de scanare în câmp apropiat, am găsit sursa de emisii și am reușit să găsim o soluție astfel încât dispozitivul electronic să poată trece limitele impuse de OEM. De asemenea, prin utilizarea acestei soluții, a fost adoptată o metodă mai ieftină și mai simplă în comparație cu mai multe teste într-o cameră semi-anechoică, care ar fi fost necesare [34].

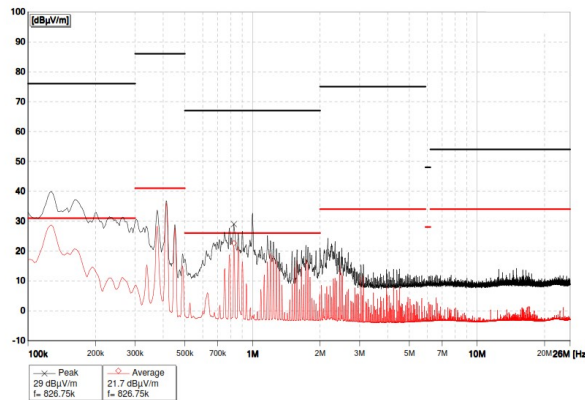


Fig. 2-39 Testul final care este pass. Pe abscisă: frecvența (Hz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dBuV/m), valori de vârf și medie

2.5.5 Concluzii

În acest subcapitol am discutat utilizarea unei tehnici de scanare în câmp apropiat pentru rezolvarea problemelor EMI (în special pentru teste RE).

Am prezentat aspectele relevante din standardul internațional CISPR 25, referitoare la gama de frecvențe și echipamentele utilizate pentru testarea RE. Apoi am prezentat instrumentul EMSCAN utilizat pentru măsurători în câmp apropiat.

În final, am prezentat un studiu de caz în care producția componentei electronice (ACU) a fost oprită din cauza faptului că metoda de testare RE a fost un eșec din cauza layout-ului noilor componente. Am început cu o măsurătoare de câmp îndepărtat într-o cameră semi-anechoică, care a fost eșuată. Pentru a găsi sursa perturbației, am ales să investigăm DUT-ul cu un instrument special de scanare în câmp apropiat, pentru a găsi o soluție rapidă și pentru a reduce timpul de oprire a producției.

Prin utilizarea unei metode de testare în câmp apropiat cu scanări spațiale și spectrale, am obținut o soluție pentru a reduce nivelurile RE. De asemenea, în această investigație am folosit sonde portabile pentru a avea o rezoluție mai mare și pentru a elimina punctele unde instrumentul de scanare de câmp apropiat nu poate scana (distanță mai mare de 1,5 cm de la PCB).

Testul final, care a confirmat soluția, a fost efectuat în camera semi-anechoică și a condus la un succes, după ce am implementat soluția propusă. Bazându-ne pe această tehnică combinată de scanări în câmp depărtat și apropiat, am reușit să ajutăm echipa de proiect să deblocheze procesul de producție și să reducă considerabil durata până când produsul intră pe piață.

2.6 Validare de cameră ALSE

Relevanța testelor de EMC trebuie asigurată prin repetabilitatea acestora atât în cadrul aceluiași laborator cât și între laboratoare diferite. Unul dintre elementele importante în teste este reprezentat de camera semi-anechoică (ALSE). Este necesar ca parametrii camerelor aparținând diferitelor laboratoare să se găsească între aceleași limite, altfel testele efectuate asupra aceluiași produs vor avea rezultate diferite în laboratoare diferite. Asigurarea îndeplinirii acestei cerințe se numește validare de cameră [51].

2.6.1 Studiu bibliografic

În [52] autorii fac o comparație interlaboratoare a măsurării emisiilor radiate folosind un dipol sferic ca emițător de referință. Această măsurătoare se face între 30-1000 MHz în 12 OATS (Spații de test în aer liber – "Open Area Test Sites"), la o distanță de 10 metri. Studiul compară intensitatea câmpului electric în domeniul de frecvență 30-1000 MHz. Incertitudinea provine în principal din calibrarea factorului de antenă și din imperfecțiunea site-ului [52].

Nickel și colab. prezintă rezultatele calculelor de câmp și rezultatele măsurărilor efectuate în mai multe ALSE. Se propune o metodă de validare (bazată pe un aranjament similar testului de configurare de la CISPR 25), folosind un radiator mai bine definit decât harness-ul, și rezultatele simulării au fost folosite drept valori de referință [53]. ALSE este potrivit pentru testarea conform cu CISPR 25 dacă diferențele dintre valorile măsurate și cele teoretice sunt între anumite limite. Radiatorul, având un generator conectat la un capăt, a fost mutat în 5 camere diferite; stabilitatea sa a fost dovedită de faptul că rezultatele măsurărilor au fost în concordanță cu simularea în toate camerele [53].

În India, prin utilizarea unui emițător de zgomot dezvoltat de Universitatea din York, s-au efectuat teste interlaboratoare, în intervalul de frecvențe 30 - 1000 MHz. Rezultatele măsurărilor din 5 laboratoare diferite au fost comparate prin utilizarea scorului Z (4 laboratoare au camere semi-anechoice și una a avut OATS) [54].

Deoarece emisiile radiate sunt slabe în reproductibilitate, a fost creat un dispozitiv denumit rețea de stabilizare a impedanței de linie de înaltă frecvență [55]. Reproductibilitatea a fost, de asemenea, investigată prin utilizarea unui dispozitiv de absorbție a modului comun (CMAD) și printr-o rețea versatilă de cuplare / decuplare a rețelei de curent alternativ pentru testarea emisiilor. Acest dispozitiv este foarte bun la îmbunătățirea reproductibilității măsurărilor, dovedit de rezultatele obținute în 5 site-uri de testare [55].

Un alt artefact (dispozitiv etalon) conceput pentru îmbunătățirea reproductibilității în testele privind emisiile radiate a fost descris în [56]. Artefactul avea un cablu de alimentare AC și prezenta caracteristici similare de emisii ca și produsele electronice reale. Variația rezultatului testului cauzată de diferențele de impedanță ale portului

de alimentare cu energie al EUT în laboratoarele individuale de testare poate fi evaluată în mod corespunzător prin utilizarea acestui artefact [56].

Carrobi și colab. au efectuat un test de verificare prin comparația interlaboratoare a măsurătorilor de emisii radiate. Măsurătorile au fost efectuate în camere anecoice și în domeniul de frecvență cuprins între 200 și 3000 MHz. Un dispozitiv a circulat între laboratoare, generând un câmp electromagnetic de referință a cărui amplitudine a fost apriori cunoscută (cu tot cu incertitudine), dar nu a fost dezvăluită participanților până la sfârșitul comparației [57]. Rezultatele măsurătorilor au fost furnizate de participanți în ceea ce privește cea mai bună estimare și incertitudine. Rezultatul măsurării agregate este apoi comparat cu valoarea aprioric cunoscută și incertitudinea sa. Se analizează și se discută performanțele laboratoarelor, cuantificate în termeni de două statistici ale performanței selectate din ISO 13528. Incertitudinea de măsurare declarată de laboratoare este comparată cu dispersia rezultatelor măsurătorilor. Sunt prezentate și discutate aspecte legate de proiectarea și realizarea comparației [57].

În [58] s-au făcut câteva sugestii cu privire la dispozitivul care este mutat de la un laborator la altul și modul în care rezultatele măsurătorilor au provenit de la diferite site-uri de testare. Între 2012 și 2014, în Italia au fost efectuate două teste de verificare privind emisiile radiate. Primul a fost între 200 MHz – 3 GHz în camere anecoice. Cel de-al doilea a fost între 30 MHz-1 GHz (camere anecoice și semi-anecoice) și distanța de măsurare de 3 și 10 m. În ambele cazuri au participat 19 laboratoare [58].

În [59] autorii abordează problema simulării 3D pentru definirea datelor de referință care permit validarea și compararea camerelor utilizate pentru compararea interlaboratoare. Unii parametri sunt analizați pentru a deduce influența acestora în obținerea unor rezultate de măsurare diferite [59]. O analiză simultană bazată pe rezultatele măsurătorilor interlaboratoare legate de definițiile camerelor și analizele efectuate cu simularea 3D a permis să se stabilească care sunt principalii parametri de influență și semnificația acestora [59].

Lafon și colab. expun rezultatele măsurătorilor și analizele pentru 13 laboratoare, precum și corelarea cu simularea 3D pentru a justifica influența parametrilor luați în considerare individual (mărimea planului de referință, performanța absorbanților și conexiunea de împământare).

Autorii abordează problema simulării 3D pentru definirea datelor de referință care să permită validarea și compararea camerelor utilizate pentru comparațiile interlaboratoare. Unii parametri sunt analizați pentru a deduce influența acestora în obținerea unor rezultate diferite ale măsurătorilor.

Simularea a demonstrat că influențele acestor parametri sunt similare la nivel global pentru o sursă "locală" sau cu o sursă de emisie mai realistă (harness de lungime de 1,5 m) [59].

Între diferitele laboratoare compatibile cu CISPR25 pot fi observate diferențe semnificative atunci când se măsoară emisiile pe același dispozitiv testat.

În [60], aceste diferențe sunt evaluate printr-o comparație interlaboratoare în 17 laboratoare, cu un accent special pe gama de frecvențe 30-100 MHz. Scopul autorilor este acela de a identifica parametrii care corespund gradelor de libertate din standard, care conduc la aceste rezultate. Parametrii sunt: performanța absorberului, tehnica de împământare a planului de masă și mărimea planului de masă. Este construit și validat un model tridimensional (3-D) al camerei semi-anecoice pentru a analiza influența fiecărui parametru individual [60].

2.6.2 Introducere în context

Măsurarea emisiilor radiate este unul dintre testele care fac obiectul testelor electromagnetice din industria automobilelor. Standardul CISPR 25, anexa J, prezintă metoda convenită pentru validarea încăperii ALSE (Absorber Lined Shielded Enclosure). În acest subcapitol este prezentată o metodă de validare a acestei camere. Rezultatele obținute în cadrul acestei validări au fost comparate cu rezultatele obținute în alte laboratoare.

În această secțiune este discutată o evaluare a unor echipamente existente în Laboratorul EMC din cadrul Continental Automotive Timișoara, utilizate pentru validarea camerei folosind o metoda numită "modelled long wire" - MLW. De asemenea, este arătat modul în care acest radiator cu fir lung poate fi utilizat în alte locații dotate cu ALSE pentru evaluarea repetabilității.

CISPR 25 definește mai multe metode și clase limită pentru măsurarea emisiilor. OEM-urile cunosc proprietățile vehiculului și selectează limitele corespunzătoare din catalogul claselor limită având în vedere caracteristicile metodelor de măsurare [53].

În multe cazuri, rezultatele testelor obținute în diferite încăperi de tip ALSE variază din cauza dimensiunilor camerelor, dimensiunilor meselor și a împământării și a materialului absorbant. Se poate crește reproductibilitatea măsurărilor prin legarea (conectarea) corespunzătoare a mesei de testare de pereții încăperii ecranate.

Diferențele dintre rezultatele măsurărilor și rezultatele simulării pot fi utilizate pentru estimarea incertitudinii de măsurare [53].

În această secțiune este rezumat standardul CISPR 25, anexa J, împreună cu figuri cu aranjamentele practice cu: antena monopoli, antena biconică și antena logperiodică. Sunt prezentate rezultatele măsurărilor cu accent pe gama de frecvențe a antenei monopoli datorită sensibilității ridicate. Sunt realizate comparații cu alte laboratoare, cu detalii privind fiecare interval de frecvență [51].

2.6.3 CISPR 25 – Anexa J

A. Descrierea generală

Standardul CISPR 25 (Anexa J) specifică cerințele pentru validarea ALSE (Absorber Lined Shielded Enclosure) utilizate pentru testare componentelor. Folosind acest standard, am efectuat procesul de validare de la 150kHz la 1GHz pe baza metodei MLW.

Această metodă folosește ca antenă de emisie un fir lung de 50 cm. Am efectuat măsurători pe această antenă, într-o cameră ALSE. Măsurătorile ALSE rezultate le-am comparat cu câmpurile calculate din simulare pentru a verifica conformitatea. La frecvențe mai mici de 30 MHz, antena cu fir lung a fost modelată folosind un plan de masă de sol, iar la frecvențe mai mari de 30 MHz, antena a fost modelată folosind un plan de referință elevat de mărime standard (2,5m x 1m) [61].

Scopul acestei proceduri de validare este să se asigure că abaterile de la diferite setupuri de test ALSE se află într-o toleranță rezonabilă (nu toate camerele ALSE sunt construite identic și, prin urmare, apar deviații de la datele standard de referință de configurare).

Rezultatele măsurărilor trebuie să varieze cât mai puțin posibil atunci când măsurătorile sunt efectuate în diferite camere ALSE, astfel încât câmpul electric

măsurat trebuie să caracterizeze numai DUT-ul, minimizând impactul ALSE care este utilizată [51], [61].

B. MLW

Metoda de validare se bazează pe următoarele aspecte: o sursă liniară (Fig. 2-40) bazată pe o tijă între două bucăți plane, paralele de tablă, legate printr-o altă bucată plană de tablă paralelă cu tija. Bucata plană de tablă este montată pe planul de referință al masei de testare, pentru a stabili o conexiune de inductanță și rezistență joase între tablă și masă (prin utilizarea clemelor de plastic). Centrul tijei este plasat în aceeași poziție ca și locația harness-ului utilizat pentru testarea DUT-ului.

Această sursă este utilizată în locul harness-ului, cu ea fiind efectuată o măsurare ALSE; valorile de referință sunt obținute prin simulări numerice; referința și rezultatele măsurătorilor trebuie să fie similare, într-o toleranță definită [61].

La capătul de sarcină al radiatorului, tija este terminată cu o sarcină RF de 50Ω . La capătul de alimentare RF al radiatorului, tija este terminată cu un atenuator de 10 dB, 50Ω . Cablul de alimentare RF este utilizat pentru a conecta sursa de semnal (tracking generator – generatorul de urmărire al analizorului de spectru) la atenuatorul de 10dB [61].

Am folosit următoarele echipamente: un receptor de măsurare conectat la antene (monopol, biconică și log-periodică) care a măsurat valorile câmpului electric și generatorul intern din cadrul aceluiasi receptor de măsurare care a fost conectat la antena LW [51].

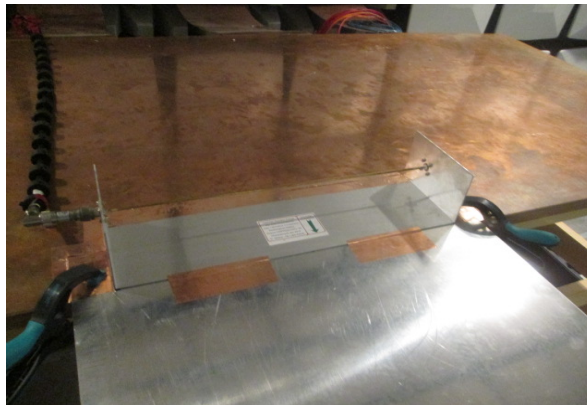


Fig. 2-40 Dispozitivul folosit pentru măsurătoare

C. Setupul de test în ALSE

Măsurătorile au fost făcute cu o configurație normală de ALSE (Fig. 2-41), care este folosit atunci când se măsoară un DUT, cu excepția prezenței bateriei și a LISN-ului.

În Fig. 2-41 putem identifica următoarele componente: 1 - sursa de radiație, 2 - terminația de 50 ohmi, 3 - atenuatorul de 10 dB, 4 - planul de referință al masei, 5 - legătura de împământare, 6- antena monopol, 7- cablul de la antena de recepție la receptorul de măsurare, 8- cablul de la generator de urmărire (tracking) la radiator, 9- receptorul de măsurare.

Antenele utilizate pentru măsurare sunt cele specificate în standardul CISPR25. Am folosit o antenă monopoli (150 kHz - 29,95 MHz, Fig. 2-42); o antenă biconică (30 MHz - 200 MHz, Fig. 2-43) și o antenă log-periodică (200 MHz - 1 GHz, Fig. 2-44).

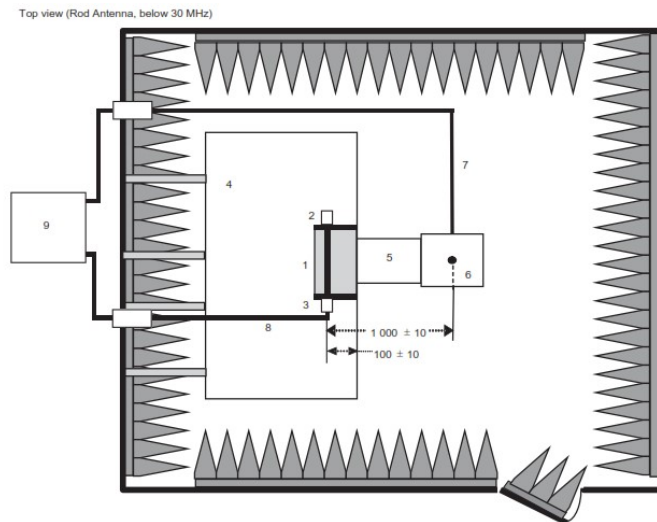


Fig. 2-41 Exemplu de configurație pentru antena monopoli [60]

Antenele au fost amplasate la o înălțime de 1 m și la o distanță de 1 m față de tija metalică. Cu ajutorul software-ului FFTemi, am reglat generatorul de calibrare inclus în receptorul de măsurare. Nivelul de tensiune de la ieșirea generatorului a fost setat la 120dBuV [51].

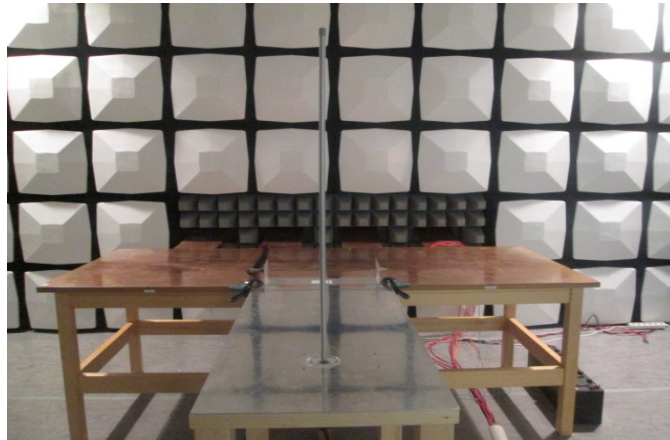


Fig. 2-42 Configurația cu antena monopoli

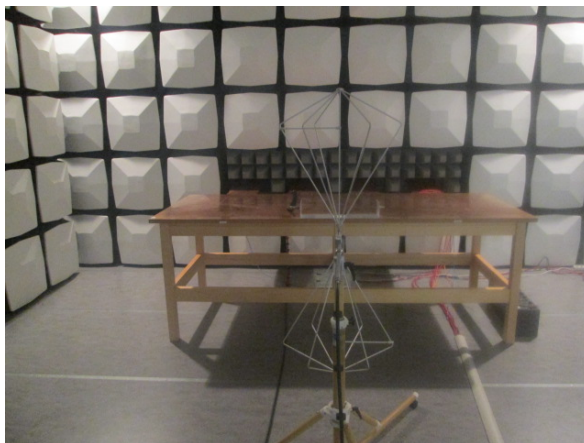


Fig. 2-43 Configurația cu antena biconică

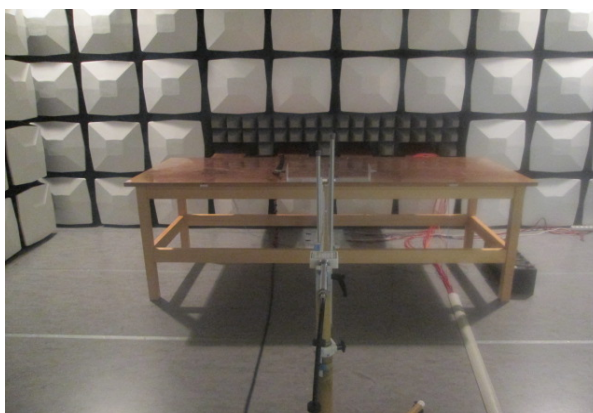


Fig. 2-44 Configurația cu antena log-periodică

D. Măsurarea intensității câmpului electric echivalent în ALSE

O măsurare inițială directă a fost efectuată cu cablul de alimentare al radiatorului conectat direct la cablul de ieșire al antenei de recepție (în Fig. 2.41 cablul 7 este conectat la cablul 8). Amplitudinea echipamentului de generare a semnalelor a fost setată pentru a furniza 1 V_{rms} (120 dB_{μV}). Afișajul instrumentului de recepție a fost înregistrat ca fiind cantitatea M_0 (în dB_{μV}).

Pentru măsurarea coeficientului de transmisie, cablul de alimentare al radiatorului a fost conectat la intrarea atenuatorului de 10 dB și cablul antenei a fost conectat la antena de recepție. Din nou, amplitudinea echipamentului de generare a semnalelor a fost setată pentru a furniza 1 V rms (120 dB_{μV}) la intrarea atenuatorului de 10 dB. Afișajul instrumentului de recepție a fost înregistrat ca fiind cantitate M_A (în dB_{μV}). Din cele două valori, M_0 și M_A și cu ajutorul factorului de

antena al antenei de recepție K_{AF} (în dB/m), intensitatea câmpului electric echivalent (E_{eq} în dB μ V/m) a fost calculată pentru fiecare frecvență:

$$E_{eq} = 120 \text{ dB}(\mu\text{V}) + (M_A - M_0) + K_{AF} \quad (1)$$

În domeniul de frecvențe de 30 MHz-1 GHz, măsurătorile au fost efectuate atât în polarizare orizontală, cât și verticală. Rezultatele au fost înregistrate ca fiind $E_{eq,ver}$ și $E_{eq,hor}$. Pentru fiecare frecvență, intensitatea câmpului electric maximă echivalentă $E_{eq,max}$ a fost calculată ca maxim între $E_{eq,ver}$ și $E_{eq,hor}$.

Calculul valorilor de referință au fost efectuate cu codul MoM (Metoda momentelor) și prezentate ca valori de referință în cadrul Anexei J, de către autorii anexei. Fig. 2-45 prezintă modelul pentru domeniul de frecvență 30-200 MHz. La frecvențe mai mici de 30 MHz, antena monopol a fost parte din model, deoarece legătura dintre antena monopol și planul de masă a avut o influență asupra factorului de antenă. La frecvențe mai mari de 30 MHz, intensitatea câmpului electric în punctul unde a fost localizat punctul de referință al antenei de recepție a fost considerată ca fiind maximul dintre polarizările orizontală și verticală [51], [61].

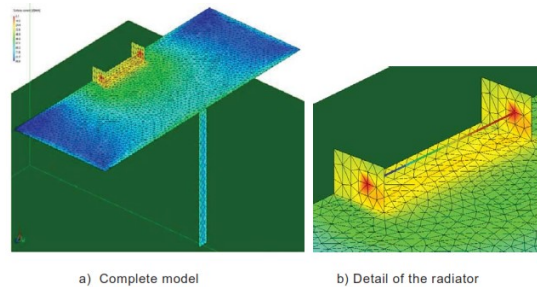


Fig. 2-45 Modelul pentru gama de frecvență 30-200 MHz [61]

2.6.4 Rezultatele măsurătorilor

Configurația de test a fost realizată conform Fig. 2-41. Dispozitivul a avut o terminație de 50 ohmi în partea din dreapta și un conector de 90 de grade (cot) la stânga (partea care merge spre receptor), după atenuatorul de 10 dB. Am introdus bucăți de ferită din 5 în 5 cm (conform sugestiei din Anexa J), 16 ferite au fost puse pe masă, 11 ferite pe conexiunile care leagă masa de pereții camerei, 17 ferite pe înălțimea cablului de la podea la ușă (Fig. 2-40).

Aceleași frecvențe au fost utilizate pentru datele de referință și pentru datele de măsurare. În timpul măsurătorilor s-au utilizat în total 481 de frecvențe, după cum urmează: 150 frecvențe în intervalul (150 kHz - 29,95 MHz), 170 frecvențe în (30 MHz - 199 MHz) și 161 frecvențe în intervale (200 MHz - 1000 MHz) [61].

În Anexa J din CISPR 25 se specifică că minimum 90% din datele măsurate trebuie să fie între limitele de -6dB și +6dB, deci dintr-un total de 481 puncte, un minim de 433 puncte trebuie să respecte această toleranță (doar un maxim de 55 de puncte pot depăși limita).

Prima măsurare a fost efectuată cu o antenă monopol între 150 kHz și 29,95 MHz. Am avut trei rulări. În cadrul setupului de testare trebuie introduse corecții pentru limitele de -6dB și +6dB cerute în Anexa J. Prima rulare a fost efectuată fără corecția pentru limita de 6dB (culoarea roșie reprezintă limita -6dB și culoarea neagră reprezintă limita de + 6dB) (Fig. 2-46), și au rezultat 150 de vârfuri

aflate în afara limitei de toleranță (care a depășit cu mult numărul maxim de 55 de vârfuri) [61].

Al doilea ciclu a fost realizat fără ferită (Fig. 2-47) și au rezultat 70 de vârfuri aflate în afara limitei de toleranță. Cel de-al treilea ciclu (realizat cu ferite) a fost salvat în cadrul validării (Fig. 2-48) și a arătat că doar 21 de vârfuri, erau în afara limitei, și 129 erau în interior.

A doua măsurare a fost făcută cu antena biconică și log-periodică: 30 MHz - 1 GHz. Toate vârfurile (331) au respectat limita de toleranță internă de la prima trecere (Fig. 2-49). Astfel, dintr-un total de 481 de puncte, 460 au fost în limitele toleranței -6dB și + 6dB, ceea ce a condus la un total de 95% din datele măsurate, ceea ce este în conformitate cu CISPR 25, anexa J [51], [61].



Fig. 2-46 Rularea cu monopol fără corecția pentru limita de 6dB. Pe abscisă: frecvența (Hz), pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m)

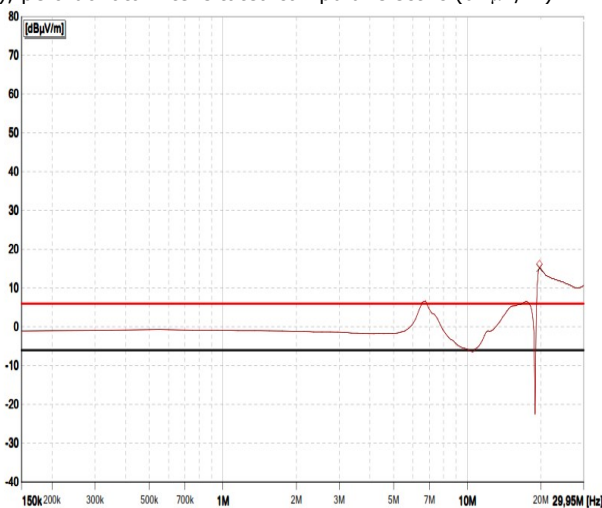


Fig. 2-47 Rularea cu monopol fără ferite. Pe abscisă: frecvența (Hz), pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m)



Fig. 2-48 Rularea cu monopol. Pe abscisă: frecvența (Hz), pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m)

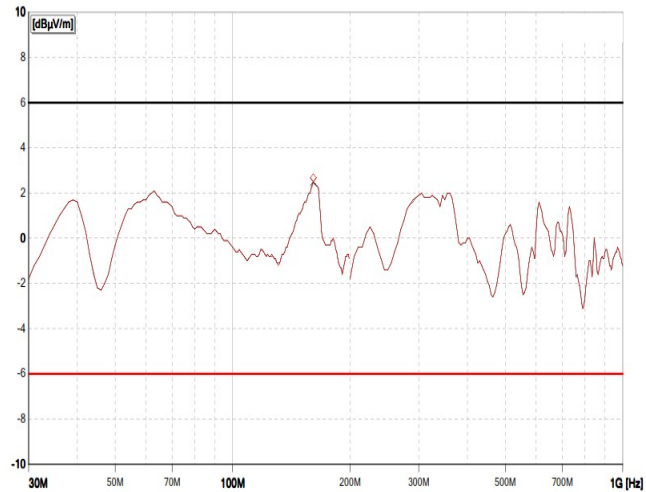


Fig. 2-49 Rularea cu biconică și log-periodică. Pe abscisă: frecvența (Hz), pe ordonată: intensitatea câmpului electric (dB μ V/m)

După măsurătorile raportate, radiatorul a fost trimis la alte 3 locații ALSE. Acest prim ALSE va fi numit mai jos: Laboratorul 4, iar celelalte vor fi Laboratorul 1, 2 și 3.

Setul standard de date de referință a fost luat din Tabelul J1 din Anexa J din CISPR25. Am folosit formula (1) pentru a calcula intensitatea câmpului echivalent din camera ALSE pentru fiecare frecvență (cu datele din Fig. 2.46 - Fig. 2-49) după care le-am comparat cu datele de referință numerice din anexa J și astfel au fost create următoarele grafice [51], [61].

Fig. 2-50 reprezintă graficul conținând datele măsurate de fiecare laborator, corespunzătoare întregii game de frecvențe, în comparație cu datele de referință, inclusiv limitele +/- 6dB. Fig. 2-51 reprezintă graficul conținând datele măsurate de fiecare laborator, în domeniul de frecvență al antenei monopol în comparație cu datele de referință, inclusiv limitele +/- 6dB.

Fig. 2-52 prezintă graficul conținând datele măsurate de fiecare laborator, în domeniul de frecvență al antenei biconice, în comparație cu datele de referință, inclusiv limitele +/- 6dB. Fig. 2-53 prezintă graficul conținând datele măsurate de fiecare laborator, în domeniul de frecvență al antenei log-periodice, în comparație cu datele de referință, inclusiv limitele +/- 6dB.

Fig. 2-54 este graficul delta, arătând cum se încadrează rezultatele între limitele + 6dB și -6db. Graficul delta se calculează ca o diferență între datele măsurate de fiecare laborator în parte și datele de referință [51].

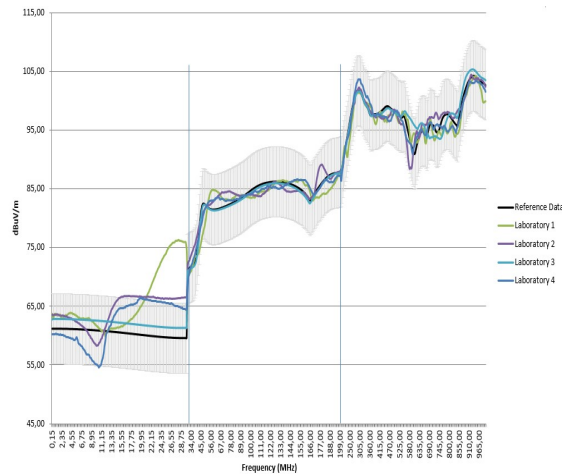


Fig. 2-50 Valorile de referință vs. valorile măsurate

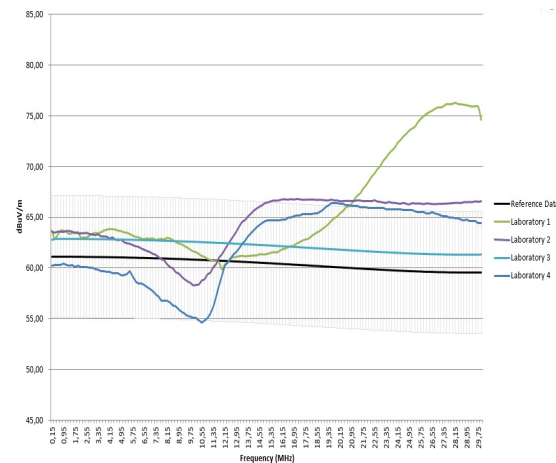


Fig. 2-51 Valorile de referință vs. valorile măsurate (antena monopol)

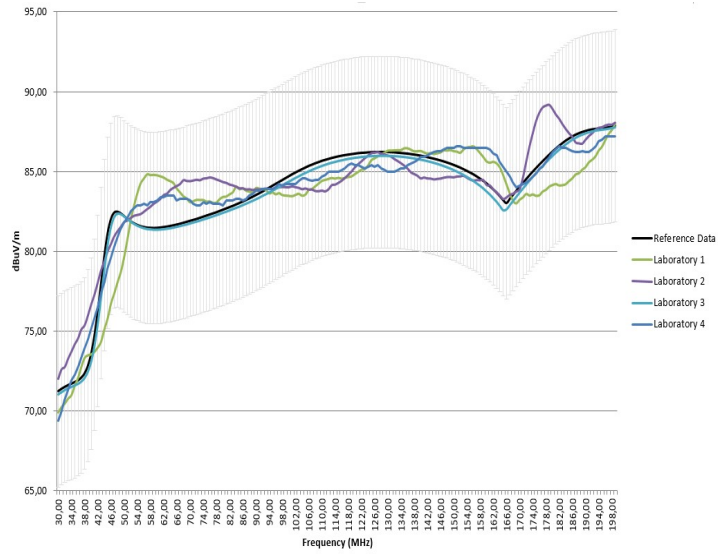


Fig. 2-52 Valorile de referință vs. valorile măsurate (antena biconică)

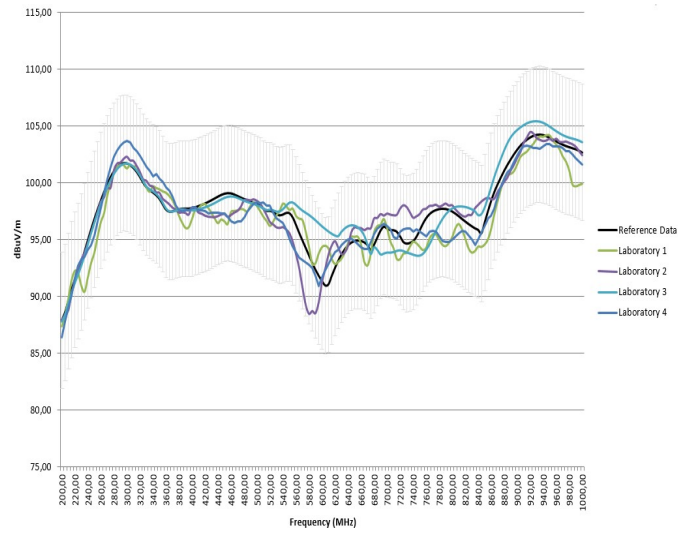


Fig. 2-53 Valorile de referință vs. valorile măsurate (antena log-periodică)

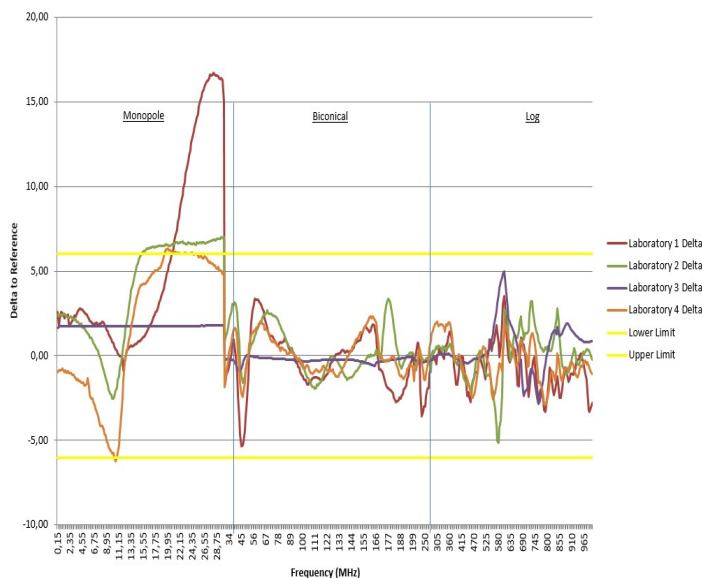


Fig. 2-54 Delta comparat cu limita de +/-6 dB

Din figurile de mai sus se pot deduce câteva concluzii. În ceea ce privește măsurătorile cu antena monopol, Laboratorul 1 prezintă variații mari pentru frecvențe între 20 și 29 MHz față de valorile de referință.

În ceea ce privește măsurătorile cu antena biconică și antena log-periodică, toate laboratoarele par să se încadreze în toleranța datelor de referință.

În Fig. 2-54 putem vedea din nou că Laboratorul 1 are rezultatele măsurării antenei monopol în afara limitei de +6 dB [51], [61].

2.6.5 Concluzii și contribuții

În acest subcapitol am prezentat și am discutat o metodă pentru validarea camerei ALSE. Am început cu descrierea standardului CISPR 25 (Anexa J) și a fost aleasă metoda MLW. Măsurătorile au fost efectuate cu o configurație normală ALSE, utilizând antenele monopol, biconică și log-periodică.

Tehnicile de îmbunătățire a rezultatelor au fost folosite în gama de frecvență a antenei monopol (0.1 5- 30 MHz), deoarece inițial au fost prea multe vârfuri în afara limitelor acceptate (zone respectivă de frecvență este mai sensibilă din cauza rezonanțelor provocate de către planul de masă).

După prima validare de cameră ALSE, radiatorul a fost trimis la alte 3 laboratoare pentru comparație. Datele măsurate au fost comparate cu valorile de referință obținute prin simulare cu MoM. Rezultatele obținute arată că, cu excepția măsurătorilor de monopol, toate ALSE sunt în acord și rezultatele sunt similare. Acesta este un indiciu că metoda de validare implementată are o bună reproductibilitate și poate fi folosită în viitor pentru validarea ALSE în alte laboratoare.

2.7 Sumarul contribuțiilor în domeniul emisiilor

În Subcapitolul 2.2 am folosit un cluster din domeniul automotive ca DUT într-un test de emisii radiate în intervalul 100 KHz - 2500 MHz. Configurarea setupului de test se bazează pe date măsurate cu antene diferite care au fost efectuate pentru a determina care dintre antene se potrivește mai bine în aplicația dată.

Am prezentat echipamentele principale utilizate pentru testare conform standardului general pentru testarea emisiilor radiate CISPR 25. Am elaborat configurația de măsurare pe baza măsurătorilor efectuate anterior, care au evaluat performanțele echipamentului, de exemplu antene.

În funcție de rezultatele măsurătorile emisiilor radiate, putem concluziona dacă EUT-ul îndeplinește cerințele standardului CISPR 25 privind măsurarea emisiilor radiate.

În Subcapitolul 2.3 am raportat utilizarea unui cluster din domeniul automotive ca DUT pentru compararea rezultatelor măsurătorilor din două setări diferite de testare a emisiilor radiate. Această parte a fost motivată de necesitatea de a evalua impactul echipamentelor de testare EMC asupra rezultatelor testelor și, ulterior, asupra deciziei referitoare la conformitatea produselor cu privire la EMC.

Pentru testele emisiilor radiate am folosit diferite antene în două camere semi-anechoice diferite și am comparat rezultatele. Am concluzionat că rezultatele măsurătorilor depind de configurarea testelor, uneori în mod semnificativ, deși echipamentul respectă cerințele standardelor.

Reducerea incertitudinii de măsurare a emisiilor radiate prin comparații interlaboratoare va face obiectul unor activități viitoare.

În Subcapitolul 2.4 am prezentat utilizarea unui DUT din domeniul auto pentru compararea diferitelor scenarii privind testarea emisiilor conduse. Am prezentat standardul CISPR 25 cu domeniile de frecvențe și echipamentele utilizate pentru testare, cu cele două metode: LISN și sonda de curent.

Apoi, am descris și am ilustrat metoda care a fost aleasă pentru comparație (LISN).

Am prezentat un studiu de caz privind metode concepute pentru reducerea nivelurilor de emisii conduse astfel încât cerințele clientului să fie satisfăcute și am concluzionat că, prin eliminarea condensatoarelor mecanice, obținem cele mai mici niveluri pentru emisiile conduse.

În Subcapitolul 2.5 am prezentat utilizarea unei tehnici de scanare în câmp apropiat pentru rezolvarea problemelor EMI (în special pentru testele RE).

Am prezentat instrumentul EMSCAN utilizat pentru măsurători în câmp apropiat.

În final, am prezentat un studiu de caz în care producția componentei electronice (ACU) a fost oprită pe baza faptului că aceasta nu a trecut testele RE după modificarea layout-ului și introducerea noilor componente. Am început cu o măsurătoare de câmp depărtat într-o cameră semi-anechoică, care a fost un test eșuat. Pentru a găsi sursa perturbației, am ales să investigăm DUT-ul cu un instrument special de scanare în câmp apropiat, pentru a găsi o soluție rapidă și pentru a reduce timpul de oprire a producției.

Prin utilizarea unei metode cu scanări în câmp apropiat spațiale și spectrale, am obținut o soluție pentru a reduce nivelurile RE. De asemenea, în această investigație am folosit sonde portabile pentru a avea o rezoluție mai mare și pentru a elimina punctele în care instrumentul de scanare din câmpul apropiat nu poate scana (mai mult de 1,5 cm distanță față de PCB).

Testul final, care confirmă soluția, a fost efectuat în camera semi-anechoică și a condus la un rezultat de succes, după ce am implementat soluția propusă. Bazându-ne pe această tehnică combinată de scanări în câmp apropiat și depărtat, am reușit să ajutăm echipa de proiect să deblocheze procesul de producție și să reducă considerabil timpul în care produsul ajunge pe piață.

În Subcapitolul 2.6 am prezentat și am experimentat o metodă pentru validarea camerei ALSE. Am început cu descrierea standardului CISPR 25 (Anexa J) și a fost aleasă metoda MLW (Modelled Long-Wire).

Măsurătorile au fost efectuate cu o configurație normală ALSE, utilizând antenele monopoli, biconică și log-periodică. Tehnicile de depanare au fost folosite în gama de frecvențe a antenei monopoli, deoarece inițial, în afara limitelor acceptate au fost găsite prea multe vârfuri. Au fost probleme în gama de frecvență 0.15 – 30 MHz deoarece fluctuează potențialul planului de masă, ducând la apariția unor rezonanțe. Ca soluții de îmbunătățire a rezultatelor amintim: creșterea numărului de puncte în care masa metalică se leagă la masa camerei de testare (pentru a reduce rezonanțele) și aplicarea unor piramide absorbante sub planul de masă pentru a reduce factorul Q.

După prima validare ALSE, radiatorul a fost trimis la alte 3 laboratoare pentru comparație. Datele măsurate au fost comparate cu valorile de referință obținute prin simulare cu MoM. Rezultatele obținute arată că, cu excepția măsurătorilor cu antena monopoli, toate camerele ALSE sunt în acord și rezultatele sunt similare. Acesta este un indiciu că metoda de validare implementată are o bună reproductibilitate și poate fi utilizată în viitor pentru validarea ALSE în alte laboratoare.

3. CONTRIBUȚII LA AMELIORAREA IMUNITĂȚII ÎN COMPATIBILITATEA ELECTROMAGNETICĂ DIN INDUSTRIA AUTO

3.1 Introducere

Măsurarea imunității la perturbații radiate este unul dintre testele importante în compatibilitatea electromagnetică din industria Automotive. În acest capitol se abordează o configurație de măsurare în cazul testelor de imunitate radiată.

De asemenea, într-un test pentru transmițătoare portabile, se arată cum deviațiile de la valorile nominale ale setărilor echipamentelor influențează rezultatele testelor. Standardul general care descrie testele de imunitate de acest tip este ISO 11452.

În final, pentru a evalua imunitatea semnalului DVB la interferențe externe, am efectuat unele măsurători și comparații între semnalul DVB-T și semnalul DVB-C de lățime de bandă de 8 MHz supus unui semnal de interferență FM.

3.2 Imunitate radiată - generalități

3.2.1 Introducere

Scopul acestei secțiuni este de a prezenta și discuta investigarea comportării unui DUT din domeniul auto în prezența unui câmp electromagnetic, în interiorul unei camere semi-anechoice. Testul respectă standardul ISO 11452-2 [20].

Vehiculele moderne depind din ce în ce mai mult de componentele, circuitele și echipamentele electronice. Prin urmare, a apărut o nevoie crescândă de noi teste de compatibilitate electromagnetică pentru a dovedi că dispozitivul îndeplinește specificațiile cerute. Într-un test de imunitate la perturbații radiate, se utilizează o antenă pentru a supune dispozitivul la unde electromagnetice, acoperind o gamă largă de frecvențe [11].

Diferiți autori au abordat chestiuni relative la testarea imunității radiate. În [11], autorul descrie influența poziționării mesei care servește ca suport pentru echipamente în testele radiate asupra rezultatelor acestor teste. DUT-ul este plasat pe o masă, așa cum este descris în standard, dar masa este considerată acolo ca având o influență neglijabilă. Măsurătorile și simulările arată că utilizarea unei mese din lemn poate avea, în anumite condiții, o influență semnificativă asupra câmpului electromagnetic generat pentru testarea imunității. Influența poziționării mesei este, de asemenea, o cauză a incertitudinii în domeniul EMC. Măsurătorile raportate în lucrare arată că utilizarea unei mese non-conductive poate distorsiona rezultatele, dar impactul unei mese din polistiren în intervalul de frecvențe 30 - 1000 MHz este neglijabil [11].

În concluziile prezentate în [62], sunt revizuite conceptele-cheie pe care se bazează testele de imunitate din industria automobilelor: metoda amplitudinii "Constant Peak" aplicată la testarea AM (deoarece efectul de saturație al

amplificatorului produce ambiguitate din cauza armonicilor care rezultă), metoda de etalonare a mediei cu patru sonde folosită pentru imunitatea radiată (această metodă rezolvă problema interferenței care apare din cauza reflexiei la sol) și metoda de localizare a sondei variabile de injecție pentru testele de BCI (rezolvă problema neadaptării impedanței liniei de transmisie). Aceste metode au fost concepute cu scopul de a rezolva diferite probleme care apar în testarea imunității [62].

Scopul principal al testării EMC este de a se crea un grad suficient de încredere că un dispozitiv este capabil să funcționeze corespunzător în mediul electromagnetic dorit [63]. În [63], autorii descriu investigațiile efectuate asupra unor echipamente de testare EMC din punctul de vedere al imunității. A fost creat un dispozitiv de testare special pentru a se obține o caracterizare cantitativă a testului de imunitate. Acest dispozitiv de testare asigură trasabilitatea testului de imunitate la o cantitate măsurabilă pentru compararea diferitelor instalații de testare. Au fost investigate două camere anecoice, o celulă GTEM și o cameră reverberantă. Folosind acest dispozitiv de testare, sunt comparate diferite facilități de testare în ceea ce privește repetabilitatea și reproductibilitatea lor, precum și alte avantaje și dezavantaje. Repetabilitatea a fost foarte bună în toate unitățile de testare, dar acestea reacționează diferit la o deplasare a obiectului de testare [63].

În [64] sunt discutate directivele care au fost emise în domeniu în ultimii 40 de ani, începând cu cerința de a se limita zgomotul emis de sistemele de aprindere prin scânteie pentru a preveni interferența cu receptoarele TV și radio naționale. Testarea imunității radiate a reprezentat o parte importantă a procesului de dezvoltare a vehiculului, datorită legăturii cu aspectele privind siguranța a sistemelor de control [64].

Calibrarea câmpului de testare este descrisă și analizată în [65]. Aceasta este o parte din standardul de imunitate la interferențe electromagnetice SAE (Society of Automotive Engineers). În testarea imunității, câmpurile de testare trebuie să fie calibrate astfel încât nivelurile de expunere să poată fi controlate la valorile cerute de specificația testului [65].

În [65] și în [66], tehnicile de proiectare pentru antenele active ale vehiculelor sunt prezentate pe baza comparației performanțelor cu antena monopol. Pentru a obține o calitate bună a recepției, este necesară cunoașterea aprofundată a proiectării antenelor active ale vehiculului în vederea respectării cerințelor EMC referitoare la automobile [66].

În acest subcapitol, se abordează câteva aspecte practice ale testelor de imunitate radiată EMC care implică diferite tipuri de antene. Prezentăm rezultatele măsurătorilor obținute cu două tipuri diferite de antene existente în laboratorul nostru: antena log-periodică și antena horn [20].

În mod obișnuit, pentru testarea imunității radiate, se utilizează o antenă periodică de tip log-stack în intervalul 200 MHz până la 1 GHz și o antenă horn este utilizată în intervalul superior, de la 1 GHz la 3,2 GHz. Motivul utilizării diferitelor tipuri de antene pentru benzi diferite derivă din dependența parametrilor antenei de frecvență.

3.2.2 EMC-aspecte generale ale testelor de imunitate radiată

Pentru măsurarea imunității la perturbații radiate, principalele componente de măsurare implicate sunt: o cameră semi-anechoică, un generator de semnal, un amplificator, un cuplor direcțional și o antenă.

A. Camera semi-anecoică

Camera semi-anecoică a fost descrisă în capitolul precedent (referitor la măsurarea emisiilor).

B. Definiția imunității

Imunitatea (numită și susceptibilitate) este o măsură a capacității produselor electronice de a tolera influența energiei electrice (radiate sau conduse) de la alte produse electronice și / sau de la fenomene electromagnetice [6].

Pentru a efectua un test de imunitate, producătorul definește criteriile de performanță pe baza cărora va fi evaluat un produs [6]. Acestea sunt împărțite în patru categorii:

- Produsul continuă să funcționeze conform cerințelor.
- Se produce degradarea performanței produsului, dar funcționarea normală se reia la sfârșitul testului de la sine (fără intervenția unui operator uman), fără pierderi de date.
- Se produce degradarea funcționării produsului, iar reintrarea în funcționare normală se realizează cu intervenția unui operator uman.
- Produsul se defectează în urma testului. [2], [6]

C. Metoda folosită pentru testare

Setup-ul de test este compus din mai multe instrumente și dispozitive. Semnalul de excitație și modularea acestuia sunt furnizate de către un generator de semnal și amplificate prin intermediul unui amplificator RF până când se obține o intensitate a câmpului specificată, de ex. 200 V / m, în câmpul îndepărtat al antenei. Adaptarea și transferul de putere sunt monitorizate cu ajutorul unui cuplor direcțional și a unui detector de putere. Valorile VSWR măsurate și puterile undelor directă și reflectată sunt utilizate pentru calibrarea testelor [2], [4], [6], [20].

3.2.3 Măsurarea Imunității Radiate

A. Procedura de test / Standardul ISO 11452-2

Am efectuat măsurătorile asupra unor DUT respectând test-planul conform cu [6]. Testele din laboratorul EMC sunt efectuate numai de către personal autorizat, care trebuie să poată identifica și desfășura tot ceea ce este necesar pentru a începe un nou proiect (plan de testare, comandă de încercare, standard).

Am conectat fiecare cablu de alimentare al DUT-ului la o rețea artificială de 50Ω / 5μH. Tensiunea bateriei a fost menținută la 13,5 ± 0,5 V pentru sistemele 12 V și 27 ± 1 V pentru sistemele de 24 V [6].

DUT-ul a trebuit să fie plasat la o înălțime de 50 mm pe un material non-conductor ($\epsilon_r \leq 1,4$), de exemplu polistiren, în cazul în care nu există nici o altă cerință menționată în planul de testare. Partea din față a DUT-ului a trebuit amplasată la cel puțin 200 mm de marginea planului de masă [6].

Lungimea totală a cablajului între DUT și simulatorul de sarcină nu a depășit 2000 mm (o parte a cablajului paralelă cu marginea din față a planului de masă trebuie să fie în intervalul (1500 ± 75) mm) [6].

B. Echipamentele folosite pentru măsurători

În mod obișnuit, produsul este plasat într-un câmp de testare nominal, apoi acest câmp este baleiat pe o gamă de frecvențe și este modulat printr-o formă de undă prescrisă. Această modulare poate fi: undă continuă (nemodulată - CW), modulație în amplitudine (AM) sau modulația în impuls GSM și radar (PM GSM și PM radar) [6].

Un setup de test, care corespunde descrierii prezentate anterior, cuprinde următoarele echipamente: generator de semnal, amplificator, cuplor direcțional, măsurător (detector) de putere și antenă [20].

C. Setupul de test

Un aranjament practic în camera anechoică este prezentat în Fig. 3-1 și Fig. 3-2:

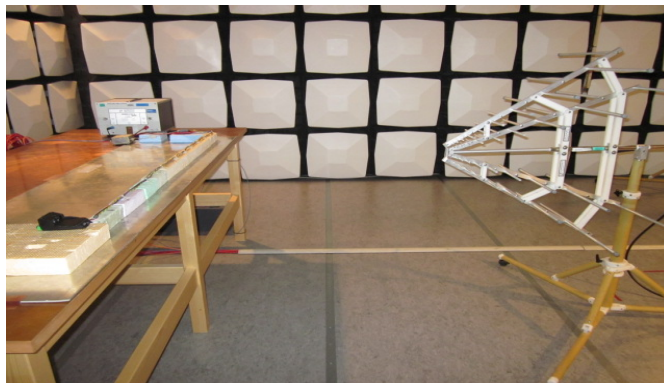


Fig. 3-1 Setup practic pentru DUT utilizând o antenă Log-Periodică



Fig. 3-2 Setup practic pentru DUT utilizând o antenă Horn

În figurile menționate putem identifica următoarele elemente: antena, DUT, harness-ul și LISN. DUT-ul este componenta auto care a fost supusă testării la imunitate în câmp electromagnetic. Harness-ul este cablajul DUT-ului care conține firele de comunicație și firele de alimentare. LISN-ul (rețeaua de stabilizare a

impedanței liniei de alimentare) asigură o impedanță RF bine definită pentru ieșirea echipamentului testat (EUT) către aparatura de măsurare și împiedică pătrunderea perturbațiilor nedorite provenite în și de la rețea, așa cum s-a arătat în Capitolul al 2-lea [20].

Poziția antenei este foarte importantă pentru un test EMC de imunitate radiată desfășurat în camera anecoică. Pentru frecvențe mai mici de 1 GHz, se folosește o antenă Log-Periodică (îndreptată spre mijlocul harness-ului), iar pentru frecvențe de peste 1 GHz se utilizează o antenă Horn (îndreptată spre DUT) [6].

Înălțimea centrului de fază al antenei este impusă la $1000 \text{ mm} \pm 10 \text{ mm}$ în raport cu podeaua încăperii. Distanța dintre harness și antenă este de asemenea de $1000 \text{ mm} \pm 10 \text{ mm}$. Aceste cerințe sunt specificate în standardul ISO-11452-2, dar pot fi modificate oricând de către client în cazul în care echipa de proiect decide să perturbe DUT-ul mai mult decât este menționat în standard [6], [20].

D. Datele de test

Testele de imunitate au fost efectuate în interiorul Laboratorului EMC, aparținând Continental Automotive Romania. Ele au fost realizate într-o încăpere semi-anecoică, Fig. 3-3. Pereții, podeaua și tavanul camerei sunt acoperite cu plăci de ferită, care absorb semnalele de frecvențe joase (Capitolul al 2-lea).

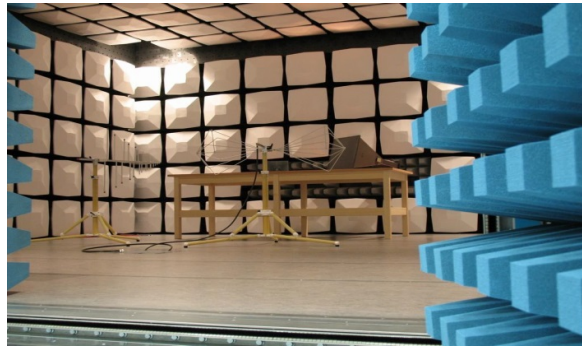


Fig. 3-3 Camera ALSE

Standardele se referă la această cameră drept Cameră ecranată cu căptușeală absorbantă (ALSE - "Absorber Lined Shielding Enclosure").

DUT-ul utilizat pentru testare este un cluster de instrumente. Acesta este principalul echipament utilizat pentru a afișa informațiile și starea sistemelor vehiculului și a condițiilor fizice din timpul deplasării. Informațiile includ verificări privind calibrarea pentru diferiți parametri, indicatori și lumini de stare, dar se transmit și prin afișaje și efecte acustice. Pentru testarea imunității, într-o bandă de frecvențe 200 MHz - 1 GHz se folosește o antenă Log-Periodică, iar o antenă Horn este utilizată de la 1 GHz la 3,2 GHz. Intervalul de frecvențe este baleiat de către generator cu un anumit pas de frecvență (liniar sau logaritmic) și ca rezultat se generează un grafic. Acest grafic arată ce intensitate a câmpului electric a fost radiată spre DUT și, dacă nu apare niciun defect, se concluzionează că DUT-ul funcționează așa cum a fost intenționat chiar dacă a fost expus câmpurilor electromagnetice [6], [20].

Câteva exemple de grafice sunt prezentate în Fig. 3-4 – Fig. 3-7 și explicate mai jos în cazul testării unui DUT auto. Împreună cu intensitatea câmpului electric

sunt monitorizați alți parametri. O fereastră a sistemului de monitorizare (care este reprezentată de un calculator legat la echipamentele de măsurare printr-o interfață GPIB) va afișa VSWR, care ar trebui să aibă o valoare maximă de 3, alte ferestre indică puterea de calibrare, puterea directă și cea reflectată (măsurată cu detectoare de putere). Dacă unul dintre parametri depășește limitele (de exemplu VSWR este prea mare), testul trebuie oprit și problema trebuie rezolvată: având reflexii prea mari pe cabluri, nu se obține puterea necesară la care trebuie supus DUT-ul. Graficele de mai jos arată nivelul de intensitate a câmpului electric obținut utilizând configurația de testare a imunității prezentată mai sus și de asemenea VSWR calculat din datele obținute de la cuplorul direcțional [20].

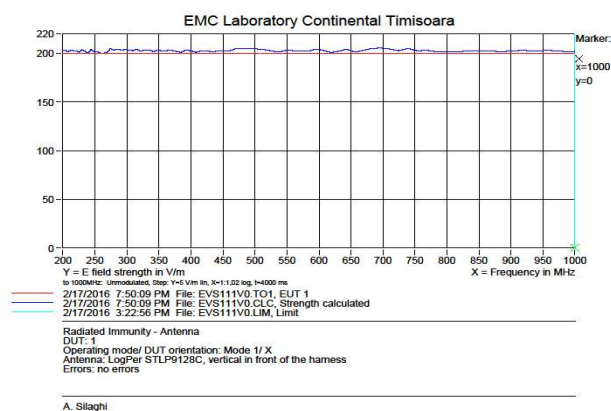


Fig. 3-4 Generarea de CW (Undă sinusoidală nemonulată); Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric în V/m

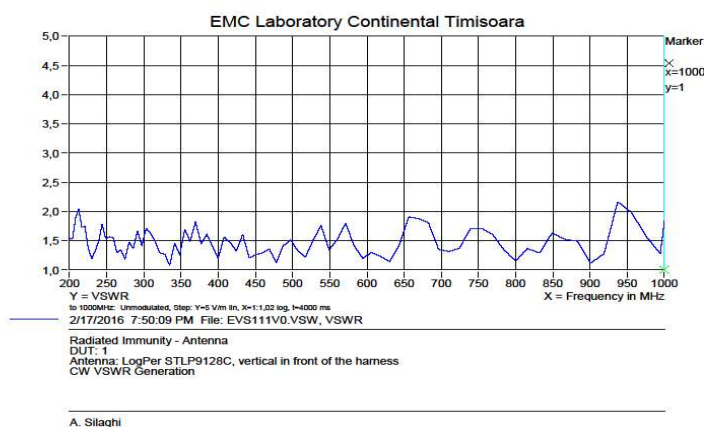


Fig. 3-5 VSWR corespunzător generării de undă continuă; Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric în V/m

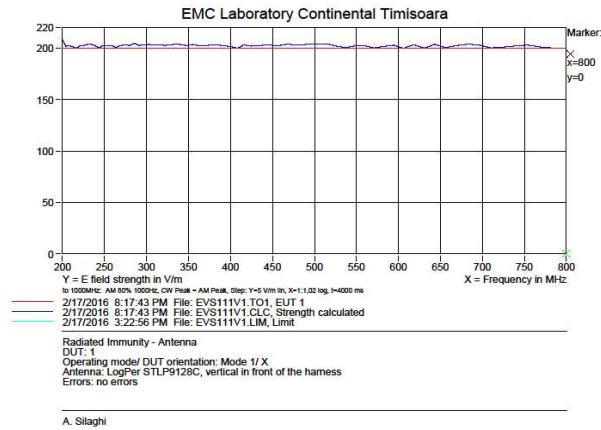


Fig. 3-6 Generare de modulație AM (modulată de o undă sinusoidală de 1kHz și 80% grad de modulație); Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric în V/m

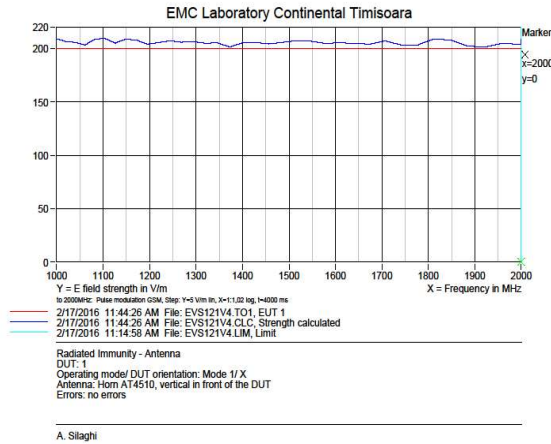


Fig. 3-7 Generare de modulație PM (modulație de impuls cu durata de 577 μ s și perioada 4.6 ms); Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: intensitatea câmpului electric în V/m

Pentru domeniul sub 1 GHz a fost necesar un nivel de câmp de 200 V / m, folosind o modulație CW și AM. Pentru domeniul de frecvențe mai mari decât 1 GHz, a fost necesar un nivel de 200 V / m pentru generarea de semnal PM GSM. Acest nivel de câmp este afișat în roșu, iar nivelul calculat este afișat în albastru pe grafic [20].

Analizând VSWR-ul din Fig. 3.5, putem observa că valoarea sa este mai mică de 2,5. Aceasta înseamnă că reflexiile sunt sub limita impusă de 3, iar nivelul de câmp necesar este atins de amplificator. Graficul nu arată numai intensitatea câmpului

electric care a fost generată spre DUT, ci și comportamentul DUT-ului. DUT-ul se intenționează să funcționeze corect atunci când este expus fie la 200 V / m, fie la 150 V / m. Dacă prezintă erori în timpul expunerii, nivelul este ajustat până când erorile sunt eliminate și DUT-ul funcționează din nou așa cum a fost proiectat, de unde rezultă un grafic cu nivelurile de câmp la care rezistă DUT-ul funcție de frecvență.

Concluzia este că testele prezentate mai sus arată o bună funcționare a DUT-ului și arată, de asemenea, nivelul câmpului electric. Din punctul de vedere al imunității radiate, acest DUT este declarat ca fiind corespunzător [20].

3.2.4 Concluzii

În acest subcapitol am prezentat concepte-cheie pentru testarea imunității la perturbații radiate în industria Automotive. Am început prin definirea imunității și am continuat cu lanțul echipamentelor utilizate pentru testare în conformitate cu standardul ISO 11452-2. Am efectuat un test de imunitate radiată pe un cluster de automobile pentru a vedea performanțele sale în prezența unui câmp electromagnetic în interiorul unei camere semi-anechoice.

Am prezentat rezultatele măsurătorilor obținute cu două tipuri diferite de antene existente în laboratorul nostru: antena log-periodică și antena horn.

3.3 Testarea imunității la transmițătoarele portabile

3.3.1 Introducere

Simularea este unul dintre principalele instrumente folosite pentru a realiza proiectarea și verificarea testelor de imunitate la perturbații radiate. Totuși, tehnicile de simulare convenționale nu permit proiectantului să prezică frecvențele la care apar defecțiunile, în ciuda faptului că acestea sunt importante pentru elaborarea de soluții. În [67] se propune o tehnică de simulare (pentru testarea imunității la BCI și testarea imunității la perturbații ale echipamentelor electronice) având posibilitatea predicției frecvențelor de apariție a defectelor, observând nivelul la care se transmite perturbația aplicată. Noua metodă a reușit să reproducă un mediu de testare real și să simuleze testul de imunitate electromagnetică aplicat produsului cu o durată minimă de timp. Folosind această tehnică, rezultatele simulării sunt în concordanță cu rezultatele măsurătorilor pentru frecvențe de până la 200 MHz [67].

Simulările numerice ale câmpurilor electromagnetice nu pot gestiona în mod obișnuit nici configurațiile BCI, nici configurațiile cu antene în camerele absorbante cu o precizie suficientă din cauza complexității ridicate a structurilor, în timp ce macromodelele bazate pe măsurare pot produce rezultate foarte precise.

În [68] este propusă o abordare precisă, bazată pe măsurare în vederea construirii de modele pentru structurile de testare pasivă, pentru a prezice semnalele RF excitate în unitățile electronice de comandă (ECU – "Electronic Control Unit") în timpul testelor de imunitate RF în cazul a diverse tipuri de autoturisme. Aceste modele sunt utilizate pentru a estima nivelurile de curent RF care interferă la intrările DUT-ului. Principalul avantaj este procedeul direct pentru a prezice semnalele RF la orice port accesibil al unui setup de test pe baza unor măsurători efectuate cu un analizor de rețea.

În lucrarea citată, se prezintă o procedură de modelare bazată pe măsurare pentru cuplarea BCI la un harness și pentru cuplarea câmpului incident la un harness. Metodele propuse reproduc setările de testare existente într-un mediu de

simulare și, prin urmare, accelerează și simplifică investigațiile ulterioare. Pentru a se asigura validitatea abordării, sunt investigate structuri simple de testare cu diferite impedanțe [68].

Mogni și colab. [69] evidențiază efectele anumitor părți ale unui vehicul asupra rezultatelor testelor într-o simulare numerică a imunității la perturbații radiate în conformitate cu ISO 11451-2. Beneficiile simulărilor numerice pentru analiza compatibilității electromagnetice sunt bine cunoscute și raportate în literatura de specialitate, cu toate acestea, precizia rezultatelor se bazează pe modelele matematice care sunt utilizate în simulări. În această lucrare sunt abordate mai multe simulări care arată cum anumite părți ale unui vehicul pot afecta câmpul electric din interiorul acestuia. S-a demonstrat că părțile metalice sunt responsabile pentru rezonanțele care apar în câmpul electric măsurat de o sondă de câmp amplasată pe tabloul de bord al vehiculului [69].

Componentele dielectrice, cum ar fi ferestrele, au ca efect doar schimbări mici de frecvențe de rezonanță și afectează ușor amplitudinea câmpului electric pentru frecvențele prezentate în lucrarea respectiva (de la 30 MHz la 100 MHz), având un impact foarte mic asupra rezultatelor. Cu toate acestea, pentru frecvențe mai mari, dielectricii ar putea avea un impact semnificativ și sunt necesare investigații suplimentare pentru a cuantifica această influență.

Când se analizează scaunele, podeaua, șasiul extern și ferestrele, rezultatele simulării oferă un acord bun cu datele experimentale. O configurație experimentală pentru un test real de laborator este foarte mare consumatoare de timp și necesită un prototip fizic al vehiculului și o infrastructură complexă, cum ar fi sonde izotrope calibrate, antene și o cameră anecoică [69].

Testele de imunitate prezentate în continuare au fost efectuate în camera semi-anechoică a laboratorului EMC, în cadrul companiei Continental Automotive România. Rezultatele testelor se bazează pe măsurătorile efectuate de operatori și de asemenea pe parametri nominali ai echipamentului implicat, care sunt introduse în software-ul de testare. În acest sub-capitol, vom arăta cum deviațiile parametrilor echipamentului de la valorile nominale influențează rezultatele testelor [70].

Am efectuat măsurători ale impedanței și VSWR ale antenelor și cuploarelor direcționale implicate în testele de imunitate la perturbații radiate EMC în cazul testării transmițătoarelor portabile. Rezultatele pot fi utilizate pentru elaborarea procedurilor de ajustare a software-ului de testare și în general pentru a îmbunătăți fiabilitatea testelor.

Testele de imunitate sunt de obicei efectuate de către operatori și rezultatele măsurătorilor sunt introduse într-un software special conceput, care emite automat decizia de trecere cu succes sau de eșec. Datele importante pentru operarea software-ului sunt parametrii echipamentului de testare. În general, sunt utilizate valorile nominale ale acestor parametri.

Imunitatea la transmițătoarele portabile este unul dintre testele efectuate în prezent în cadrul Laboratorului EMC. Alte teste includ: imunitatea radiată, emisiile radiate, emisiile conduse, imunitatea la BCI, imunitatea la descărcarea electrostatică.

Pentru măsurarea imunității la transmițătoare portabile, este necesară analizarea unor componente cheie. Aceste componente sunt: camera semi-anechoică, generatorul de semnal, amplificatorul, cuplorul direcțional și antena (sub-capitolul 3.2.3).

3.3.2 Procedura de test

Testul considerat are scopul de a verifica imunitatea echipamentului la câmpul electromagnetic generat de transmițătoare portabile aflate în apropiere sau în contact [2], [4].

Pentru domeniul de frecvență de la 28 MHz la 360 MHz, se utilizează antene elicoidale cu mod normal (NMHA) cu contrapozitie reglate la fiecare frecvență de testare. Lungimea (L) a elementului antenei, inclusiv conectorul, este în intervalul de $100 \text{ mm} \leq L \leq 250 \text{ mm}$.

Măsurătorile sunt efectuate în urma unui plan de testare. Procedura generală de efectuare a testului de imunitate la transmițătoarele portabile este descrisă în standardul de domeniu [70]. Fiecare cablu de alimentare al DUT-ului este conectat la sursa de alimentare printr-o rețea artificială de $50\Omega / 5\mu\text{H}$. Tensiunea bateriei este menținută la $13,5 \pm 0,5 \text{ V}$ pentru sistemele de 12V. DUT-ul este plasat la o înălțime de 50 mm pe un material non-conductiv ($\epsilon_r \leq 1,4$): polistiren [70].

Distanța dintre antena și suprafața DUT-ului trebuie să fie între 5 mm și 50 mm (condiția de câmp îndepărtat nu e relevantă în acest caz). Antena de testare este apoi distanțată în trepte de 100 mm. Nu sunt utilizate atenuatoare suplimentare la porturile de putere directă (FWD) și de putere reflectată (RFL). Testul se efectuează în două faze:

- Calibrare (setarea nivelului de test);
- Testarea DUT-ului cu harness-ul și dispozitivele periferice conectate.

A. Calibrarea

Calibrarea este efectuată înainte de fiecare test. Antena de transmițătoare portabile este plasată pe un suport dielectric într-o poziție nu mai aproape de 1000 mm față de podea și de planul de masă și nu mai aproape de 500 mm față de orice material absorbant și nu mai mică de 1500 mm față de peretele incintei ecranate. DUT-ul nu este alimentat. Calibrarea se face numai în CW (fără modulație). Pentru antenele elicoidale cu mod normal, valoarea VSWR măsurată trebuie să fie mai mică de 3.

După efectuarea testului, s-a introdus nivelul de putere din planul de testare în câmpul de calibrare și a fost comparat cu puterea netă obținută (diferența între puterea directă și cea reflectată). În cele din urmă, a fost înregistrată puterea directă obținută [70], [71].

B. Testarea DUT-ului

În această etapă DUT-ul este alimentat și antena se poziționează conform indicațiilor de mai sus. Testul se realizează cu o putere egală cu puterea directă obținută în pasul de calibrare.

3.3.3 Comparație între două cuploare direcționale

Am măsurat VSWR-ul obținut cu două cuploare direcționale diferite (produse de AR și respectiv Werlatone). Werlatone funcționează în domeniul 1-400 MHz și AR funcționează în domeniul 80-1000 MHz. Condițiile de testare au fost identice: aceeași poziție a antenei (îndreptată spre tavan și în mijlocul camerei), antena conectată direct la ieșirea cuplorului direcțional și puterea netă de 1 W utilizată

pentru testare. VSWR furnizate de software-ul folosit pentru testarea imunității sunt raportate în tabelul 3-1.

Rezultatele din tabelul 3-1 arată că cuplorul direcțional Werlatone oferă un VSWR mai bun pentru toate frecvențele considerate. De asemenea, am măsurat directivitatea celor două cuploare, folosind un analizor vectorial de rețea R & S. Rezultatele prezentate în Fig. 3-8 arată clar că directivitatea cuplurului Werlatone este mai aproape de -40 dB [70].

Tabel 3-1 VSWR-ul măsurat pentru cuploarele direcționale

Frecvența [MHz]	VSWR	
	AR	Werlatone
125	2.44	2.36
145	2.16	1.99
155	1.82	1.82
165	2.51	2.38
174	2.08	1.99
190	1.23	1.11
223	2.71	2.53
350	2.39	2.38
385	3.74	3.02

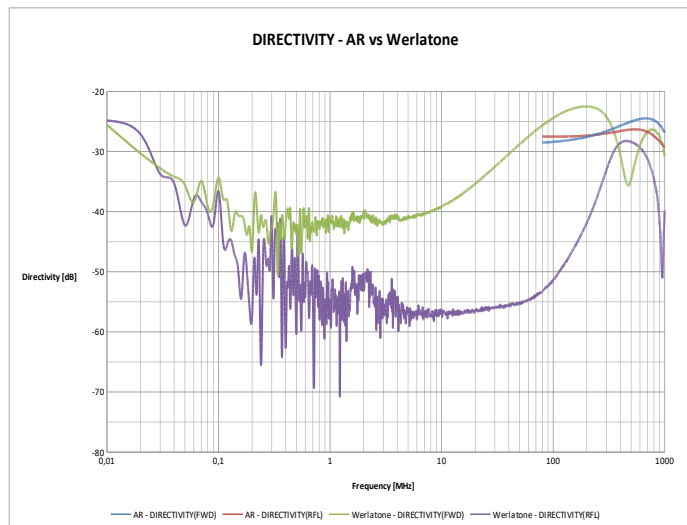


Fig. 3-8 Comparație între directivitățile celor două cuploare direcționale. Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: directivitatea în dB

3.3.4 Datele de test

Am folosit un analizor vectorial de rețea R&S pentru măsurarea VSWR-ului antenelor elicoidale care lucrează pe frecvențele de: 52 MHz, 125 MHz și 145 MHz

respectiv, Fig. 3-9- Fig. 3-11. Am comparat VSWR-ul măsurat cu cel dat de producător în certificatele de calibrare [70], [72].

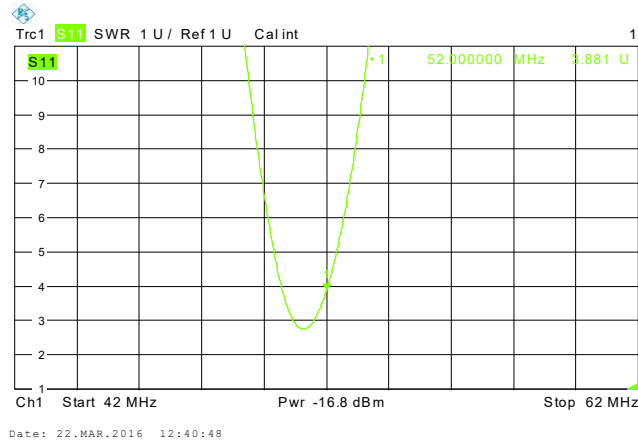


Fig. 3-9 VSWR pentru antena NMHA 52MHz. Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: VSWR corespunzător parametrului S11

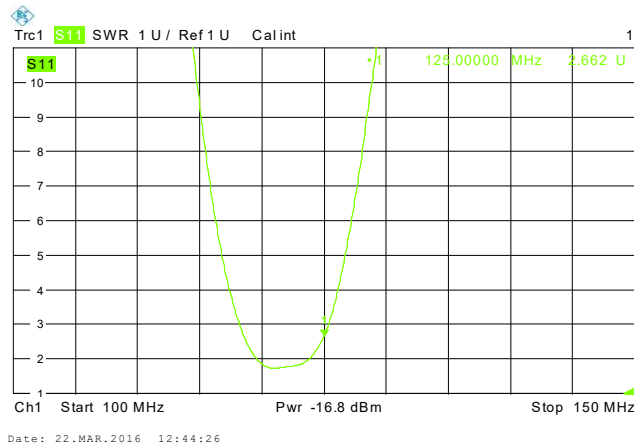


Fig. 3-10 VSWR pentru antena NMHA 125MHz. Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: VSWR corespunzător parametrului S11

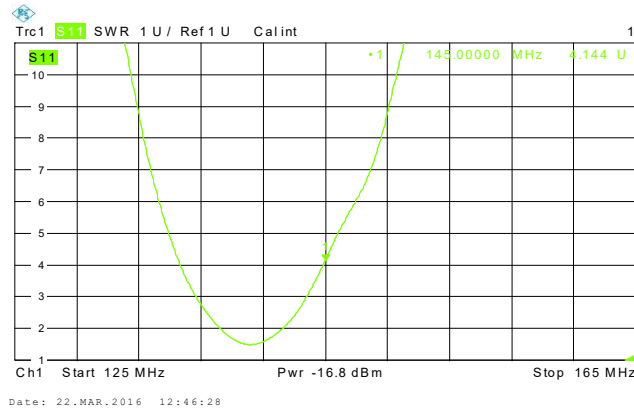


Fig. 3-11 VSWR pentru antena NMHA 165MHz. Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: VSWR corespunzător parametrului S11

Comparând rezultatele raportate în Fig. 3-9 – Fig. 3-11 cu specificațiile nominale, pot fi observate abateri după cum urmează. Pentru frecvența de 52 MHz este revendicat un VSWR de 3, dar cu echipamentul nostru am obținut o valoare de 3,8. Pentru 125 MHz, este revendicat un VSWR de 2, dar cu echipamentul nostru am obținut o valoare de 2,66. Pentru 145 MHz, este revendicat un VSWR de 3, dar cu echipamentul nostru am obținut o valoare de 4,1. Frecvențele pentru care VSWR-ul prezintă minime în variantă măsurată sunt, de asemenea, deviate față de datele producătorilor [70].

În Fig. 3-12 – Fig. 3-14, prezentăm diagramele Smith corespunzătoare intrărilor acelorași antene. Impedanțele antenelor raportate în aceste grafice pot fi utilizate pentru conceperea de rețele de adaptare.

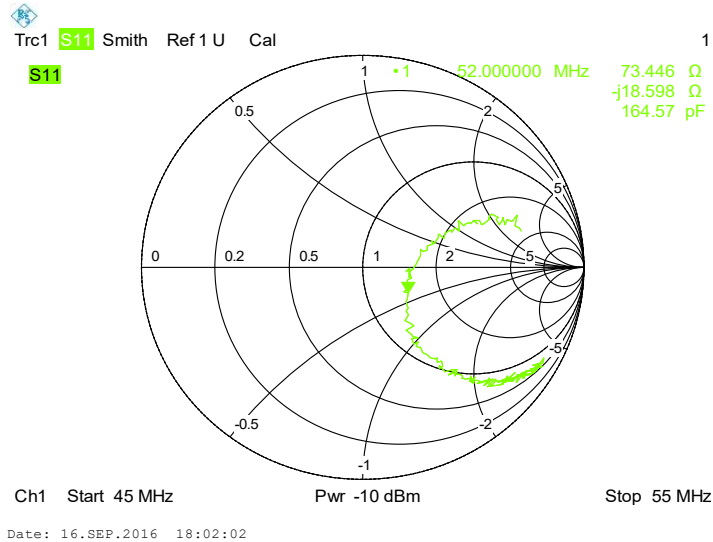


Fig. 3-12 Diagrama Smith pentru antena NMHA 52MHz

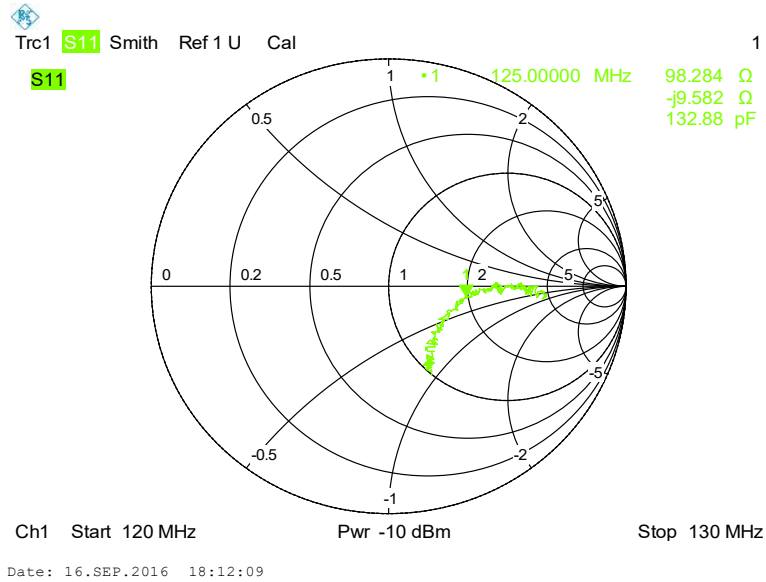


Fig. 3-13 Diagrama Smith pentru antena NMHA 125MHz

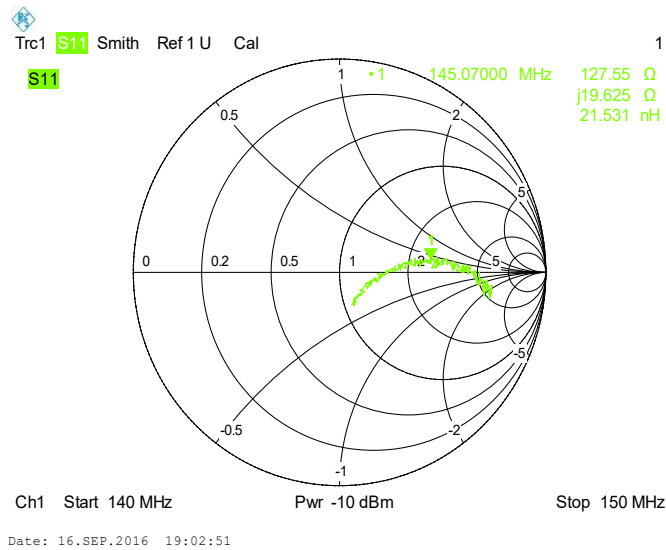


Fig. 3-14 Diagrama Smith pentru antena NMHA 145MHz

Am folosit cele trei antene pentru testarea la imunitate față de transmițătoarele portabile, fiecare combinată cu cele două cuploare direcționale măsurate, Werlatone și AR. Ne-am bazat pe software-ul specializat pentru testarea

imunității. Acest software este folosit pentru testare în Continental Automotive Timișoara. Rezultatele testelor sunt prezentate în Fig. 3-15 – Fig. 3-16 [70].

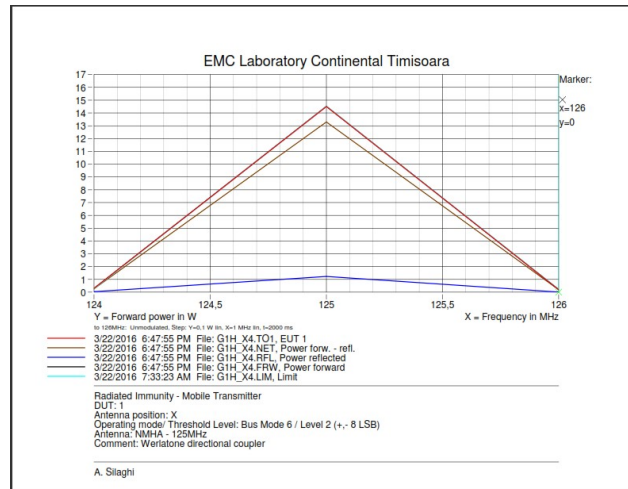


Fig. 3-15 Testul cu ajutorul cuplorului Werlatone (antena NMHA 125MHz). Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: puterea în W

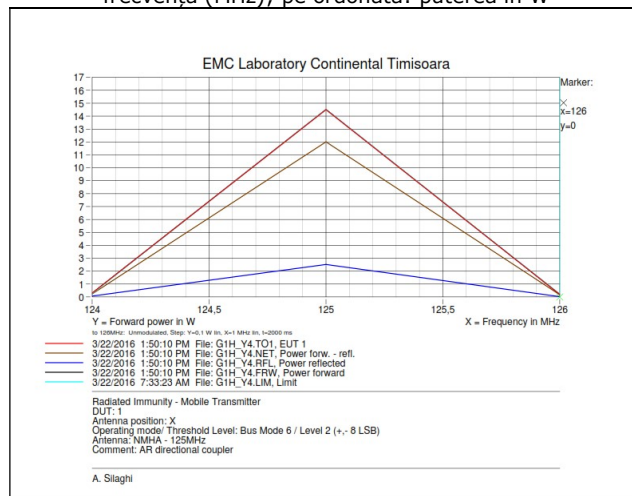


Fig. 3-16 Testul cu ajutorul cuplorului AR (antena NMHA 125 MHz). Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: puterea în W

După cum se poate vedea în Fig. 3-15, prin utilizarea cuplorului Werlatone am obținut o putere reflectată mai mică, raportată de software-ul utilizat pentru testarea imunității. Am obținut rezultate similare utilizând celelalte antene: 52 MHz și 145 MHz. Această variabilitate a rezultatelor demonstrează necesitatea utilizării parametrilor mășurați pentru echipamentul utilizat în cadrul testelor. Pot apărea situații când DUT-urile care îndeplinesc reglementările privind emisiile ar putea fi supuse respingerii după ce nu au reușit să treacă acest test [70].

3.3.5 Concluzii

În acest subcapitol am prezentat câteva concepte-cheie pentru testarea imunității la transmițătoarele portabile. Am început cu procedura de testare utilizată pentru testare: ISO-11452-9. După aceea, am făcut o comparație între două cuploare direcționale, pentru a vedea care dintre ele se potrivește mai bine acestei aplicații.

Am măsurat, de asemenea, diagramele Smith și VSWR-ul a trei antene elicoidale comune pentru testarea imunității, pentru a vedea dacă acestea corespund valorilor nominale furnizate de producător.

În cele din urmă, am făcut teste cu cele două cuploare direcționale și cele trei antene și am ajuns la concluzia că trebuie să folosim un cuplor Werlatone pentru a obține rezultate mai realiste. Am demonstrat necesitatea de a utiliza parametrii mășurați ai echipamentelor în locul valorilor nominale, pentru a evita potențialele rezultate false ale testelor de imunitate.

În activitatea viitoare, vom folosi rezultatele raportate pentru elaborarea și introducerea procedurilor corective care să permită efectuarea corectă a testelor [70].

3.4 Măsurarea imunității semnalelor DVB-T/DVB-C

3.4.1 Introducere

Televiziunea este o aplicație care a schimbat radical modul în care ne raportăm la lumea în care trăim și, de asemenea, a schimbat modul în care luăm deciziile. Decizia de a vota sau nu pe cineva și decizia de a cumpăra sau nu o marfă este puternic influențată de televiziune. Televiziunea este, de asemenea, pe punctul de a fi supusă unei revoluții, cel puțin din punct de vedere tehnic. Anii de progres tehnic în domeniul electronicii și al domeniilor conexe au dus la atingerea unui punct în care se vedește necesară tranziția de la vechiul sistem de televiziune la unul modern, în concordanță cu dezvoltarea electronicii și cu actualizarea sensului termenului de "serviciu" oferit consumatorului. Acest subcapitol abordează aspecte ale televiziunii digitale, cunoscută sub acronimul DVB (Digital Video Broadcasting).

Din zona divertismentului la domiciliu se cunosc o serie de surse digitale de divertisment. Mai ales difuzarea digitală, cum ar fi DAB, DVB, HD-Radio și SDARS, pentru a numi doar câteva, intră pe piața auto. Producătorii de mașini premium oferă DAB, DVB-T, precum și HD-Radio și SDARS ca transmisii audio digitale pentru clienții lor.

Sistemul DVB nu este încă standardul de facto pentru televiziune. Cu toate acestea, în țările emergente și în zonele de frontieră unde DVB este implementat acum, apar diverse situații de interferență între acest sistem și alte sisteme de transmisie și difuzare. În benzile VHF și UHF apar suprapuneri cu transmisiile prin cablu (DVB-C) și transmisiile wireless (DVB-T), cele două tipuri principale de DVB.

O diferență importantă între acestea este utilizarea modulațiilor QAM non-multiplexate în DVB-C față de multiplexarea OFDM în DVB-T. Scopul oricărei legături DVB este furnizarea semnalului în așa-numita condiție QEF (Quasi Error Free), ceea ce înseamnă practic fără erori, după efectuarea tuturor procesărilor FEC (Forward Error Correction). Acest lucru implică pentru un anumit tip de modulație și multiplexare, un anumit raport semnal / zgomot SNR (Signal to Noise Ratio) înainte de FEC.

Termenul DVB-T provine de la Digital Video Broadcasting over - Terrestrial transmitters. DVB-T este un standard tehnic dezvoltat de Proiectul DVB, care specifică codul utilizat pentru canal, structura cadrului și, de asemenea, modulația utilizată pentru transmisia digitală terestră de televiziune. A fost publicat pentru prima oară în 1997 și recent a devenit cel mai frecvent adoptat standard pentru a implementa televiziunea terestră în întreaga lume. Mediul de transmisie utilizat este caracterizat prin căi multiple de propagare, fenomene de interferență și zgomot pulsatoriu [73], [74].

Ca să nu apară interferența inter-simbol (ISI - "Inter-Symbol Interference"), se introduce un interval de protecție (sau gardă) între două simboluri consecutive pe o purtătoare. Intervalul de gardă poate fi variat între $1/4$ și $1/32$ din lungimea simbolului. Utilizarea OFDM cu intervalul de gardă face ca DVB-T să furnizeze o soluție sub forma unei rețele de frecvențe unice (SFN - Single Frequency Network). SFN este o rețea în care un număr mare de transmițătoare utilizează aceeași frecvență RF (de exemplu, o rețea SFN poate acoperi o țară) [73].

DVB-T permite modularea ierarhică, care este alcătuită din două fluxuri de date, și anume cu prioritate mare HP (High Priority) care conține informații importante și cu prioritate scăzută LP (Low Priority) care conține informații mai puțin importante. Acest standard utilizează, de asemenea, FEC (Forward Error Correction), care este o combinație a două coduri de corectare și detectare a erorilor. Schema de implementare a FEC conține următoarele blocuri: Scrambler, codificator Reed-Solomon, bloc de întretesere în timp ("Time Interleaving"), un codificator convoluțional și un bloc de reducere a ratei de biți. Astfel, FEC utilizează două procese de codificare: codare convoluțională și codare Reed-Solomon; se poate modifica rata de codare, între $1/2$ (HP) și $7/8$ (LP), după cum este necesar [73], [75], [76].

Termenul DVB-C vine de la Digital Video Broadcasting-Cable și înlocuiește transmisia digitală de televiziune prin transmițătoare terestre cu transmisie prin cablu. Standardul a fost publicat pentru prima dată în 1994 și, ulterior, a devenit cel mai utilizat sistem de transport pentru televiziunea digitală prin cablu în Europa. Este implementat în întreaga lume de la sisteme mari: CATV (Community Access Television - Televiziune prin cablu), la sisteme mai mici: SMATV (Satellite Master Antenna Television).

În 2008 a apărut un nou standard, DVB-C2. Este un standard de transmisie digitală prin cablu dezvoltat de DVB Project. DVB-C2 a fost inițial utilizat pentru a furniza noi servicii, cum ar fi VOD (Video-on-Demand, video la cerere) și televiziune de înaltă definiție (High Definition Television - HDTV). DVB-C2, ca și predecesorul său, oferă o gamă largă de moduri și opțiuni care pot fi optimizate pentru diferite caracteristici ale rețelei.

Lățimile de bandă utilizate sunt aceleași ca în cazul DVB-T: 6, 7 și 8 MHz; în schimb FEC nu este utilizat. Prin recurgerea la tehnicile de codificare și modulare de nouă generație, DVB-C2 ar trebui să ofere o eficiență spectrală cu 30% mai mare, în aceleași condiții, comparativ cu DVB-C. Performanțele de zgomot ale DVB-C2 sunt foarte bune, apropiindu-se de limita Shannon, care reprezintă rata maximă de transfer de informații într-un canal pentru un anumit nivel de zgomot, deoarece schema de modulație COFDM aleasă este insensibilă față de ecourile care apar în rețelele tipice coaxiale [73], [77], [78], [79].

În 1999, Wiecek și colab. [80] au prezentat rezultatele analizei de compatibilitate între televiziunea digitală DVB-T și Radioastronomie în domeniul de frecvență 608-614 MHz. S-au evaluat distanțele de separare și intensitatea permisă a câmpului pentru evitarea interferențelor distructive. Distanțele de separare dintre

observatoarele radioastronomice care funcționează pe canalele TV 38 și transmițătoarele DVB-T care funcționează pe canalele TV 37, 38 și 39 depind în principal de tipul de observații radioastronomice și de puterea radiată a transmițătoarelor DVB-T.

În [80], au fost calculate ca exemple distanțele de separare dintre cele trei tipuri de observatoare radioastronomice și transmițătoarele de 1kW DVB-T care funcționează pe canalele TV 37, 38 și 39. Pentru alte puteri ale transmițătorului și alte înălțimi ale antenei, distanțele de separare pot fi calculate utilizând metoda și valorile intensității câmpului care sunt descrise în lucrarea respectivă. Distanțele de separare au rezultat foarte mari (sute de km și mai mult), dar acest rezultat se explică prin receptoarele foarte sensibile ale Observatorului Radio. Distanțele de coordonare pentru Radio Astronomie sunt în intervalul de frecvență de la 3,4 GHz la 105 GHz. În benzile de frecvențe mai mici decât 1 GHz distanțele sunt, de asemenea, foarte mari - peste 500 km. În banda UHF condițiile de propagare sunt mai bune decât cele din domeniul de frecvențe mai mari decât 3,4 GHz, astfel distanțele în multe cazuri sunt mai lungi [80].

A fost investigat potențialul de interferență în domeniul comunicațiilor digitale al metodei de împrăștiere a spectrului [81]. De la momentul utilizării, metoda de împrăștiere a spectrului a devenit o tehnologie valoroasă în scopul reducerii EMI și a respectării EMC. Studiul prezentat în [81] evaluează potențialul de interferență dintre comunicațiile bazate pe metoda cu spectru împrăștiat și comunicațiile digitale în bandă largă, cum ar fi televiziunea de înaltă definiție (HDTV). Aceasta se realizează prin compararea sensibilității la interferențe a metodei cu spectru împrăștiat folosite la receptoarele de televiziune digitală (DTV) cu sensibilitatea la interferențe a receptoarelor de televiziune analogice. Studiul arată că receptoarele DTV sunt mai imune cu 16 dB față de receptoarele analogice de televiziune existente, la același nivel de interferență. Din moment ce industria a arătat că televiziunea analogică a suferit o interferență neglijabilă din partea echipamentelor tehnologiei informației, rezultă că sistemele digitale ar trebui să sufere de asemenea o interferență neglijabilă [81].

Efectele posibile ale interferenței dintre semnalele transmise prin metoda de împrăștiere a spectrului de frecvențe și serviciile de radiocomunicații de bandă largă au fost investigate în legătură cu interferențele care ar fi cauzate de semnalele de tact nemodulate. Studiul din [82] include sisteme radio cum ar fi sistemul de radiodifuziune digitală (DVB-T) și radiocomunicațiile mobile CDMA de bandă largă (W-CDMA). Rezultatele cercetării arată că creșterea efectului de interferență prin modularea FM asupra semnalelor de tact este semnificativă. Deoarece metodele actuale de testare a emisiilor nu acoperă acest efect, CISPR poate fi nevoit să găsească o soluție care nu este acoperită de metodele de testare prezente, de exemplu prin utilizarea lățimii de bandă a sistemului de radiodifuziune ca lățime de bandă a măsurătorii [82].

După cum s-a menționat mai sus, divertismentul la domiciliu cuprinde o serie de surse digitale de divertisment. De exemplu, DAB, DVB, HD-Radio și SDARS intră pe piața auto. Producătorii de mașini premium oferă DAB, DVB-T, precum și HD-Radio și SDARS ca transmisii audio digitale

Se dovedește însă că sunt necesare cercetări suplimentare pentru a îmbunătăți calitatea acestor aplicații. Koch [83] abordează întrebarea de ce sistemele de radiodifuziune digitală în mediile auto nu funcționează la nivelul performanțelor prezise de teorie.

Pe baza unei campanii de măsurări efectuate pe scară largă, împreună cu un număr de producători de mașini premium din Germania, autorul a găsit trei argumente principale:

a) modularea digitală devine vulnerabilă în ceea ce privește erorile de biți la creșterea ratei de transfer;

b) schemele de modulare pe bandă largă, cum ar fi de exemplu COFDM, sunt fragile în medii care suferă fenomenul de fading și

c) tehnicile de codare și modulare utilizate pot face față interferențelor cu o singură frecvență și cu un singur eveniment, dar nu și cu interferențe permanente de bandă largă, care se găsesc adesea în semnăturile EMC ale mașinilor de lux bine echipate [83].

În mod tradițional, măsurătorile EMI au fost efectuate cu receptoare EMI, utilizând unele benzi de înaltă frecvență bine definite și diverse detectoare, cum ar fi cele de cvasi-vârf, de vârf și de valoare medie. Odată cu introducerea funcției de distribuție a probabilității amplitudinii câmpului electric (APD - "Amplitude Probability Distribution") în CISPR 16-1-1, a devenit disponibilă o nouă metodă de evaluare capabilă să asigure standarde superioare pentru comunicații analogice și digitale [84].

Standardele de produs specifică faptul că măsurarea funcției APD trebuie efectuată la un număr mare de frecvențe și rezultatele trebuie comparate cu limitele specificate. În [83] este prezentat un nou sistem de măsurare EMI în domeniul timp de la 9 kHz la 18 GHz care permite efectuarea măsurărilor funcției de densitate de probabilitate a amplitudinii la mai multe mii de frecvențe simultan.

Din valorile APD pot fi deduse și valorile date de alte detectoare, cum ar fi cele de vârf și de valoare medie. Metoda propusă poate fi utilizată pentru a caracteriza emisia în conformitate cu CISPR, pentru a reduce timpul de încercare și pentru a reduce de asemenea timpul de lansare pe piață. În lucrarea citată este prezentată arhitectura unui sistem APD multi-canal care utilizează FFT pe termen scurt. Un astfel de sistem de măsurare permite efectuarea de scanări automate pe benzi de frecvențe largi. Sunt prezentate metode de evaluare a acestor măsurători, efectuate pe semnalele DVB-T. Este prezentată și discutată corelația cu rezultatele măsurărilor EMC tradiționale efectuate cu detectorul de vârf și detectorul de valoare medie [84].

Conform tabelului de alocare a frecvențelor [85] în intervalul de frecvențe 10,7-11,7 GHz, pe suprafața Pământului pot funcționa numai serviciile fixe (FS) de tip punct-la-punct (Point to Point). Această gamă de frecvențe este folosită, de asemenea, pentru serviciul de radiodifuziune prin satelit (BSS). În acest caz, emisia TV prin satelit este prezentă în varianta analogică (cu o pondere destul de mică în prezent), dar și în standardele DVB-S și DVB-S2.

Din acest motiv, există riscul de interferență în stația TVRO (care recepționează doar televiziune) a semnalelor transmițătoarelor de tip releu radio care operează în această bandă. Modelarea și analiza unor astfel de interferențe constituie subiectul lucrării scrise de Zielinski [86]. Se prezintă metodologia de creare a modelelor pentru elementele de comunicație ale sistemelor BSS și FS. Elaborarea acestor modele s-a bazat atât cât a fost posibil pe standardele existente, iar scopul principal a fost furnizarea informațiilor necesare pentru analiza compatibilității electromagnetice dintre stația TVRO și stația FS RL. Aceste modele au fost proiectate și verificate în mediul MathCad [86].

În Suedia, difuzarea audio digitală (Digital Audio Broadcast - DAB) pentru emisiunile radio are loc în banda de frecvențe alocată de 225-240 MHz. Recent, a fost propus ca și emisiunile de televiziune bazate pe standardul Digital Video

Broadcasting - Terrestrial, versiunea 2, (DVB-T2) să utilizeze banda de frecvențe de 225-230 MHz. Deoarece aceasta coincide cu partea inferioară a benzii destinate sistemelor militare radio, poate exista un risc de apariție a interferenței între sistemele DAB, DVB-T2 și sistemele militare care funcționează în banda 225-400 MHz.

De exemplu, Have Quick II (HQII) și Saturn sunt două sisteme de radio militare cărora le este alocată această bandă. În [87], se efectuează o analiză pentru a se vedea dacă sistemele militare HQII și Saturn pot coexista cu DAB și DVB-T2 fără degradarea performanțelor sistemelor civile. Influența este cuantificată în termenii distanței de siguranță necesare între sistemul civil și sistemul militar.

Distanțele de siguranță rezultate au fost de câteva zeci de kilometri în cazul scenariului terestru. Pentru scenariul aerian, se precizează că distanța de siguranță necesară depășește, în unele cazuri, distanța rezultată din condiția de LoS (Line of Sight) [87].

3.4.2 Parametrii de calitate ai unui semnal

MER (Modulation Error Ratio) este un parametru care indică eroarea după demodulare și înainte de decodificare. Dacă este prezent numai zgomotul Gaussian, MER este echivalent cu raportul semnal / zgomot (acestea au aceeași valoare în dB). Este o măsură a cât este de decodificabil semnalul recepționat. Limita minimă pentru MER în DVB-C 64QAM este de 24 dB [88].

Alegerea valorii acceptate a MER nu presupune utilizarea unui circuit de egalizare, deși receptorul de măsurare poate include un egalizator de calitate standardizat pentru a oferi rezultate mai reprezentative atunci când semnalul care provine din punctul de măsurare este afectat de erori de liniaritate ale sistemului [87].

Un alt parametru este EVM (Error Vector Amplitude). Acești doi parametri sunt strâns legați, fiecare putând fi calculat pornind de la celălalt. EVM este o măsură utilizată pentru a cuantifica performanța unui emițător sau receptor radio digital. Un semnal trimis de un transmițător ideal și recepționat de un receptor ar trebui să aibă toate punctele de constelație exact în locațiile ideale, cu toate acestea diferite imperfecțiuni în implementare determină faptul că punctele constelației reale deviază de la locațiile ideale. În mod intuitiv, EVM este o măsură a cât de îndepărtate sunt punctele de locațiile ideale din constelație [73].

Zgomotul este prezent în timpul oricărei procesări de semnal sau transmisii a semnalului și se suprapune peste semnalul original. SNR (raportul dintre semnal și zgomot) este unul dintre parametrii cheie în determinarea calității căii de transmisie a semnalului. Doar cele patru zone interioare de decizie din diagrama constelației (corespunzătoare modulației 4 QAM) sunt utilizate pentru a minimiza distorsiunile [88].

În transmisia digitală, BER (Bit Error Rate) reprezintă numărul de biți recepționați ai unui flux de date pe un canal de comunicații, care au fost modificați din cauza erorilor, interferențelor, distorsiunilor sau erorilor de sincronizare a biților într-o secundă [89], [90].

3.4.3 Interferența DVB-T cu semnale reale

Având în vedere interesul industriei Automotive de a introduce standardele de comunicații descrise în sub-secțiunea 3.4.1 în autovehicule, cât și pentru a

evalua imunitatea semnalului DVB la interferențe externe am efectuat unele măsurători și comparații între semnalul DVB-T și semnalul DVB-C de lățime de bandă de 8 MHz supus unei interferențe FM și unui interferator sub forma unui semnal analogic TV [91], [92].

Într-o primă etapă, am generat o interferență simplă asupra semnalului DVB-T pentru a testa imunitatea DVB-T în prezența unei interferențe majore. Am folosit drept interferență sintetică, un semnal FM cu modulație sinusoidală (frecvența de 1 kHz și deviație de frecvență de 10 kHz). Am ales semnalul FM, deoarece se poate controla numărul de purtătoare cu care acesta interferă. O astfel de interferență este interesantă dacă frecvența de modulație este egală cu distanța dintre sub-purtătoare, deoarece fiecare componentă FM afectează direct o sub-purtătoare OFDM. De asemenea, într-o a doua etapă am folosit ca interferență "naturală" un semnal TV analogic. Purtătoarea FM a fost plasată în centrul canalului DVB-T, în timp ce purtătoarea de semnal TV a fost plasată în partea stângă a canalului, așa cum ar apărea în mod natural dacă același canal ar fi utilizat simultan pentru transmisia analogică și digitală [91], [92].

Am folosit SIR (Signal to Interference Ratio) ca o măsură a interferenței, în locul clasicului SNR. SIR a fost calculat cu formula:

$$SIR [dB] = \text{Puterea canalului DVB-T [dBm]} - \text{Puterea canalului de interferență [dBm]}$$

Pentru primul aranjament de măsurare am folosit echipamentele din Fig. 3-17.

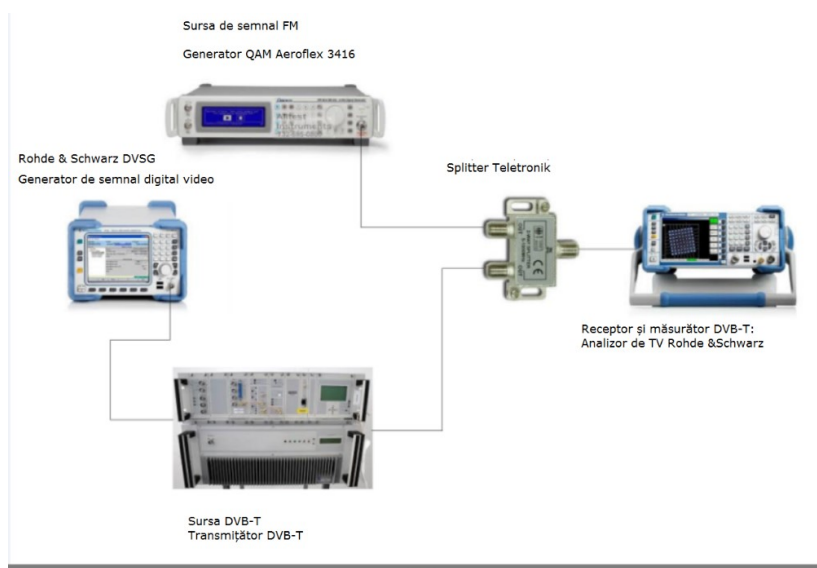


Fig. 3-17 Configurația de test pentru interferența DVB-T cu semnal FM

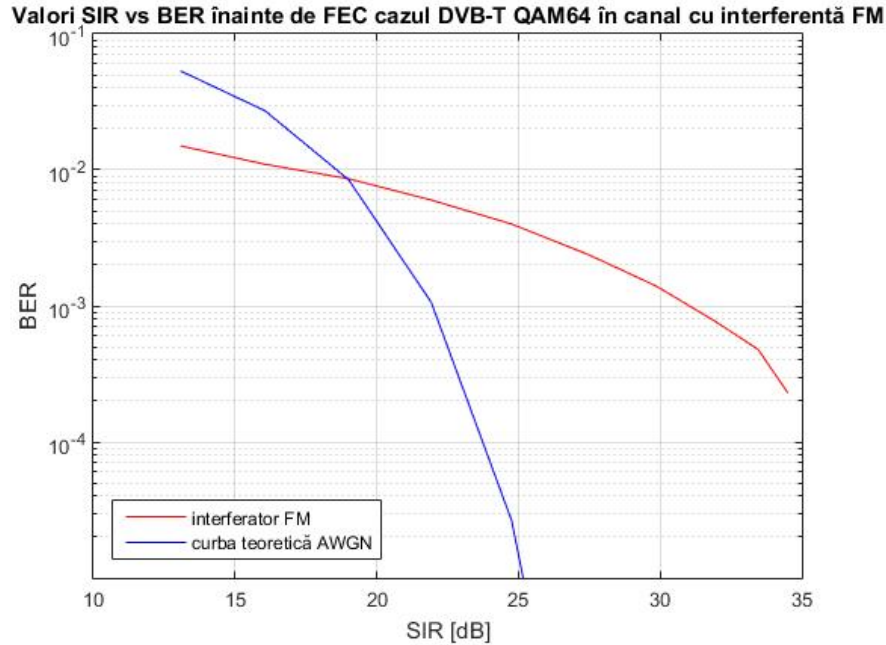


Fig. 3-18 BER al semnalului DVB-T QAM64 interferat cu semnal FM comparat cu funcția AWGN BER teoretică: . Pe abscisă: SIR (dB); pe ordonată: BER

Semnalul DVB-T a provenit de la un transmițător DVB-T TV, care a fost conectat la un generator de semnal video digital (DVSG R&S). Sursa de semnal FM a fost reprezentată de un generator 3416 QAM de la Aeroflex. Prin intermediul unui splitter cele două semnale au ajuns la intrarea unui analizor TV de la R&S (Fig. 3-17).

Apoi am comparat funcția BER vs SIR corespunzătoare aceluiași semnal cu caracteristicile teoretice echivalente BER vs. E_b/N_0 pentru cazul AWGN (Additive White Gaussian Noise) [93], înlocuind SIR cu BER (Fig. 3-18). E_b reprezintă energia per bit iar N_0 reprezintă densitatea spectrală a puterii de zgomot. În [93] autorii deduc formula de calcul pentru BER și prezintă curba teoretică AWGN folosită în Fig. 3-18 în cazul unei modulații 64 QAM. Pentru semnalul DVB-T, am folosit un semnal 64 QAM cu o lățime de bandă de 8MHz. Am utilizat canalul 45 pentru măsurători (frecvența centrală 666 MHz, purtătoarea video analogică 663,25 MHz).

În cel de-al doilea caz, am folosit o configurație diferită, Fig. 3-19. Semnalul DVB-T a provenit tot de la un transmițător DVB-T TV, care a fost conectat la un generator de semnal video digital (DVSG R&S). Dar de data aceasta sursa de semnal TV analogic a fost reprezentată de un transmițător TV de test de la R&S. Prin intermediul unui splitter cele două semnale au ajuns la intrarea unui analizor TV de la R&S (Fig. 3-19) [91], [92].

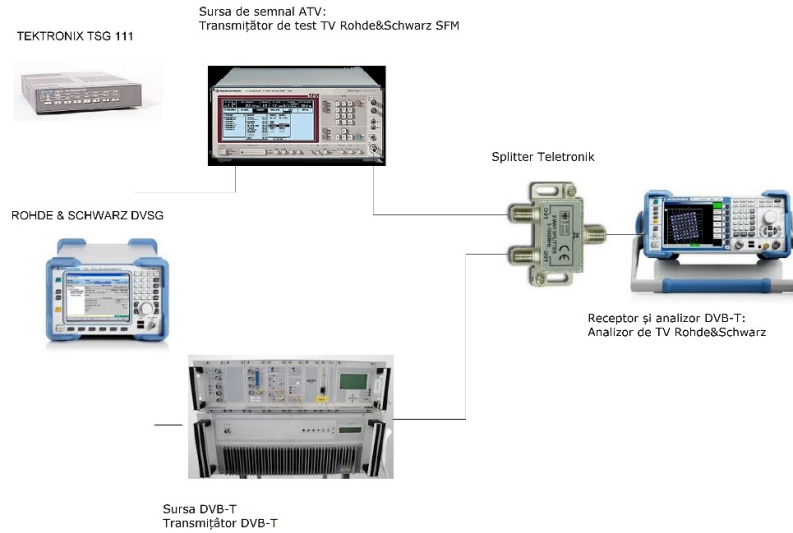


Fig. 3-19 Configurația de test pentru interferarea DVB-T cu semnal TV analogic

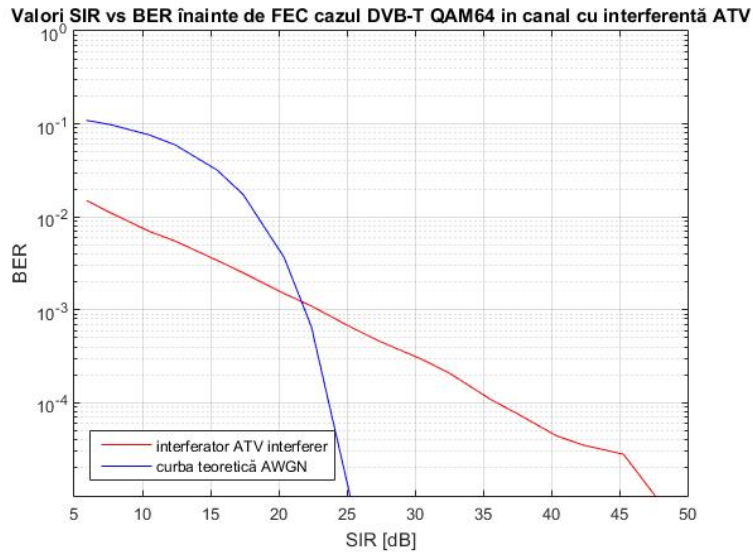


Fig. 3-20 Semnal DVB-T QAM64 interferat cu semnal TV analogic versus funcția AWGN BER teoretică; Pe abscisă: SIR (dB); pe ordonată: BER

La fel ca și în cazul interferatorului FM, am comparat în acest caz, funcția BER vs SIR cu caracteristicile teoretice echivalente BER vs. E_b/N_o pentru cazul AWGN [93], înlocuind din nou SIR cu BER (Fig. 3-20). După cum se poate observa în Fig. 3-20, la niveluri ridicate de interferență, curba echivalentă AWGN prezintă valori mai mari de BER în timp ce la nivelul de peste 20 dB SIR, BER este mai bun (valori

mai mici) pentru interferența AWGN. SIR minim de pe grafic este punctul în care nu mai avem demodulare (nu se mai poate măsura BER din cauza valorii prea mari a zgomotului), deci măsurătoarea a fost imposibil de realizat [91], [92].

Valori SIR vs BER înainte de FEC cazul DVB-T QAM64 în canal cu interferator FM

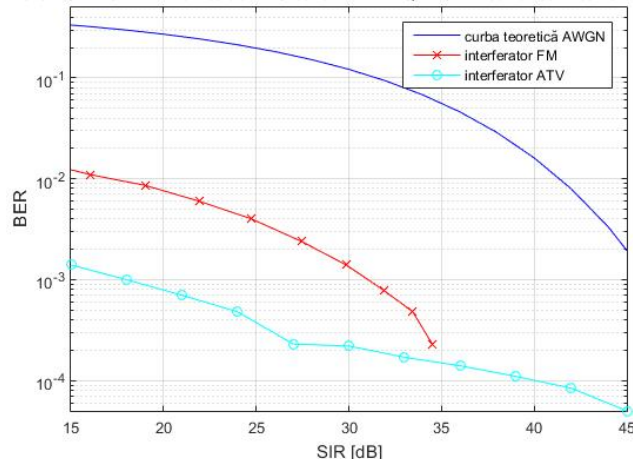


Fig. 3-21 Curba teoretică BER versus două tipuri de interferatori; Pe abscisă: SIR (dB); pe ordonată: BER

În Fig. 3-21 sunt prezentate în același grafic rezultate cu: curba teoretică AWGN, interferator FM și interferator semnal analogic TV. Canalul DVB-T a fost un canal de 8 MHz, 64 QAM centrat la 666 MHz, în timp ce purtătoarea de imagine analogică TV a fost centrată pe 663,25 MHz. Așa cum se poate observa în Fig. 3-21, ambii interferatori sunt mult mai inofensivi decât zgomotul Gaussian pentru aceeași curbă BER versus SIR. Între efectelor celor trei interferatori (Gaussian, FM și ATV) există un ordin de mărime. Ținând cont de faptul că majoritatea puterii ATV se află în jurul purtătoarei, se poate considera că interferența ATV este echivalentă cu cea a unui semnal CW. SIR minim de pe grafic este punctul în care nu mai avem demodulare (din cauza unui SNR foarte mic, nu se mai poate măsura BER pentru că nu s-a mai sincronizat demodulatorul), deci măsurătoarea a fost imposibil de realizat [91], [92].

3.4.4 Interferența DVB-C cu semnale reale

Am testat, de asemenea, comportamentul unui semnal DVB-C în prezența unui interferator sub forma unui semnal analogic TV. Am efectuat teste în canalul S38 (442 MHz frecvența centrală, 439.25 MHz purtătoarea video analogică), care reprezintă un canal liber din rețeaua locală CATV. Nivelul a fost mult mai limitat decât în cazul DVB-T, deoarece sincronizarea constelației a dispărut mult mai devreme.

În Fig. 3-22 se poate vedea configurația de testare utilizată pentru măsurarea efectului interferenței asupra semnalului DVB-C. Semnalul DVB-C a provenit de la rețeaua locală CATV. Sursa de semnal TV analogic a fost reprezentată din nou de un transmițător TV de test de la R&S. Prin intermediul unui splitter cele două semnale au ajuns la intrarea unui analizor TV de la R&S [91], [92].

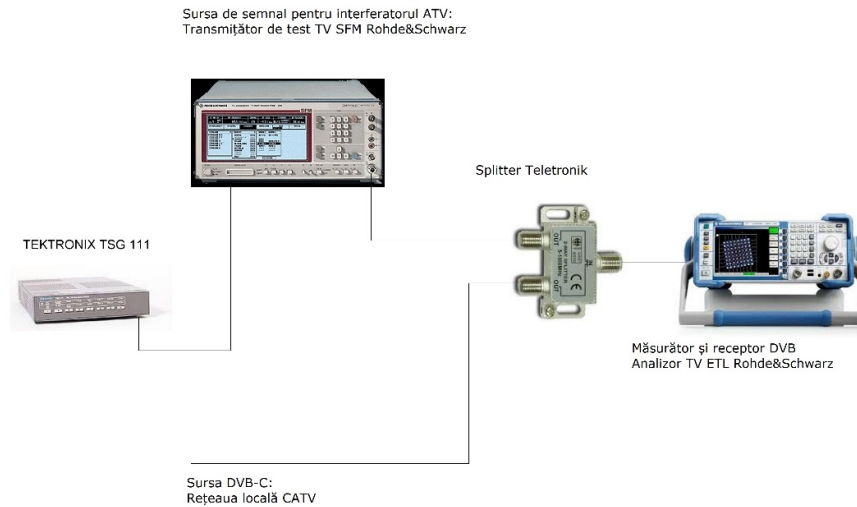


Fig. 3-22 Configurația de test pentru măsurătoarea CATV

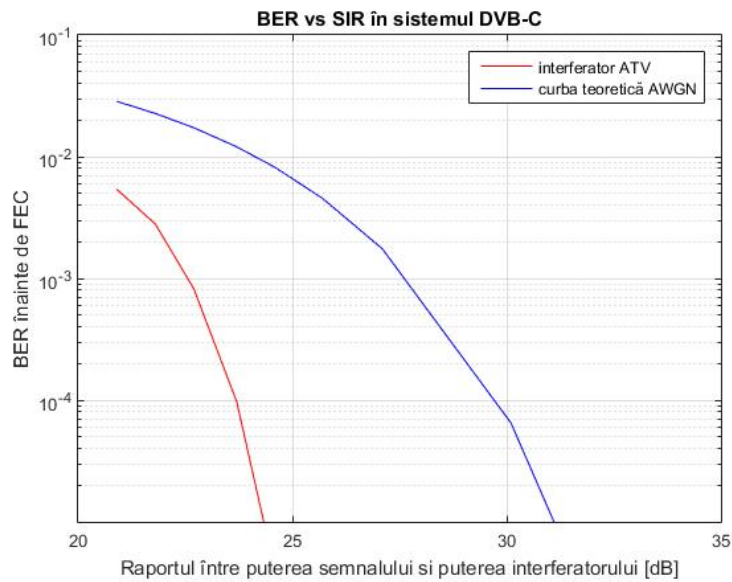


Fig. 3-23 Semnal DVB-C interferat cu semnal analogic TV; Pe abscisă: SIR (dB); pe ordonată: BER

Așa cum se observă în acest caz (Fig. 3-23), BER pt cazul AWGN teoretic este mult mai mare decât pentru cazul interferenței cu nivelul de putere echivalent cazul AWGN al semnalului ATV.

Am testat, de asemenea, pe lângă interferatorul ATV un semnal CW și un semnal FM de bandă îngustă.

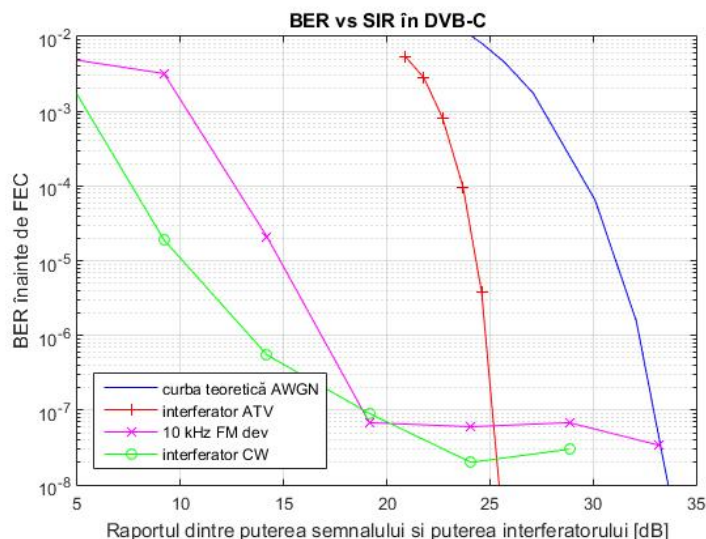


Fig. 3-24 Curba BER cu interferatori diferiți; Pe abscisă: SIR (dB); pe ordonată: BER

În Fig. 3-24 sunt prezentate în același grafic rezultate cu: curba teoretică AWGN, interferator FM, interferator semnal analogic TV și interferator CW. Se poate observa că în acest caz (Fig. 3-24) un interferator ATV este cel mai apropiat de cazul Gaussian teoretic, dar totuși având mai multe ordine de mărime sub AWGN. De asemenea, un semnal FM modulat degradează într-o măsură mai mare BER decât un semnal CW, dar comparativ cu interferatorul ATV, efectul său este mult mai mic. Diferența principală dintre DVB-T și DVB-C este aceea că pentru aceeași putere a semnalului, în cazul DVB-T o distribuție a energiei prin creșterea abaterii de frecvență duce la un BER mai mic, dar în cazul DVB-C o distribuție a energiei peste toate canalele conduce la un BER mai mare. În ambele cazuri, în zona liniară a receptorului, ambele sisteme sunt practic imune la interferența CW [91], [92].

3.4.5 Interferator modulat versus nemodulat

Am testat efectul a două purtătoare nemodulate în canalul DVB-T. Practic, transmițătorul ATV a fost lăsat nemodulat, transmițând doar purtătoare video și audio. Concluzia noastră a fost că, în cazul DVB-T, semnalul nemodulat a avut efect mai puternic cu câțiva dB decât semnalul modulat în deteriorarea BER.

În scopul diseminării între interferatorii modulați și cei nemodulați, am simulat un canal TV fals, prin introducerea în canalul TV a unor purtătoare de imagine și sunet nemodulate. Am obținut doar câțiva dB diferențe pentru ambele sisteme, ceea ce ne-a condus la concluzia că am putea evalua în cele din urmă efectul unui interferator ATV luând în considerare numai un interferator CW în cazul DVB-T. În cazul DVB-C, efectele au fost foarte dependente de modulație și nu am putut extrapola aceleași concluzii.

Asta înseamnă că, în cazul DVB-T, efectul unui interferator complex (ca de exemplu un semnal analog TV) poate fi emulat de modelul de interferență CW, deci poate fi estimat folosind ipoteza unui semnal mai simplu [91], [92].

În ceea ce privește Fig. 3-25 ea prezintă spectrul unui semnal DVB-T interferat cu aceeași putere a canalului (puterea în canal a semnalului DVB-T este egală cu puterea în canal a interferatorului ATV). După cum se poate vedea, semnalul ATV este clar vizibil în 3 puncte: imagine, crominanță și sunet. Mergând sub 20 dB SNR o setare de 30 kHz a rezoluției (RBW) face ca interferențele analogice să fie invizibile pe un analizor de spectru.

Sunt prezentate în continuare rezultate cu efectele asupra constelației 64 QAM DVB-T în cele două cazuri: interferator ATV nemodulat (Fig. 3-26) și modulat (Fig. 3-27). În aceste figuri sunt prezentate rezultatele afișate de către un analizor TV. Așa cum se poate vedea în Fig. 3-26, sub-purtătoarele pilot ale constelației QAM (punctele ieșite din constelație) sunt foarte afectați într-un mod așteptat: apariția unei regiuni circulare printre ei. Doar câteva puncte din constelație sunt afectate, deoarece cea mai mare parte a energiei este concentrată pe o mică parte a lățimii de bandă. Acest lucru se datorează faptului că aici se suprapun toate constelațiile de 8k, în timp ce piloții sunt în număr mic, în comparație cu sub-purtătoarele OFDM obișnuite (ne-pilot) [91], [92].

În cazul folosirii modulației (Fig. 3-27), energia este împrăștiată în jurul constelației, ceea ce o face mai puțin evidentă. Acesta este cazul 2k, în 8k FFT semnalul modulat ATV nu este perceptibil în cercuri, ca și în acest caz [91], [92].

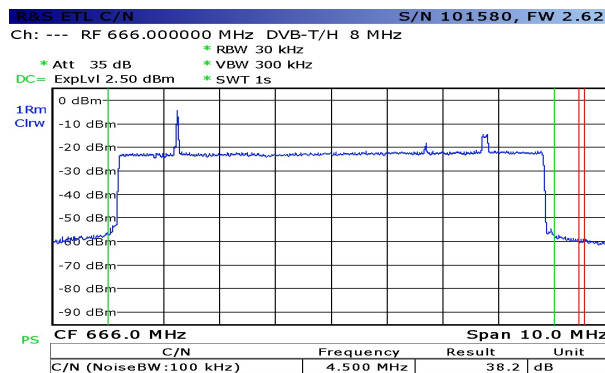


Fig. 3-25 Spectrul semnalului DVB-T interferat cu semnal analogic TV, ambele canale având puteri aproximativ egale (-6dBm); Pe abscisă: frecvența (MHz); pe ordonată: puterea canalului (dBm)

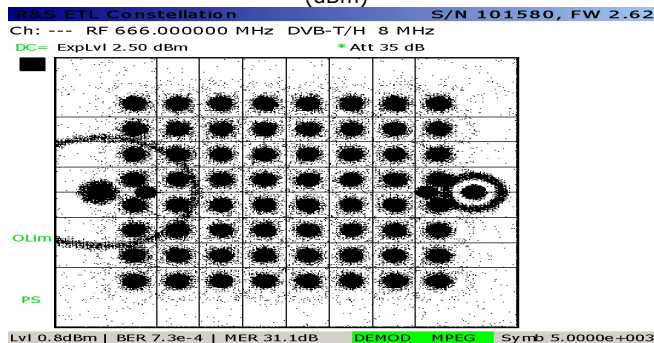


Fig. 3-26 Efectul interferatorului ATV nemodulat asupra constelației 64QAM DVB-T.

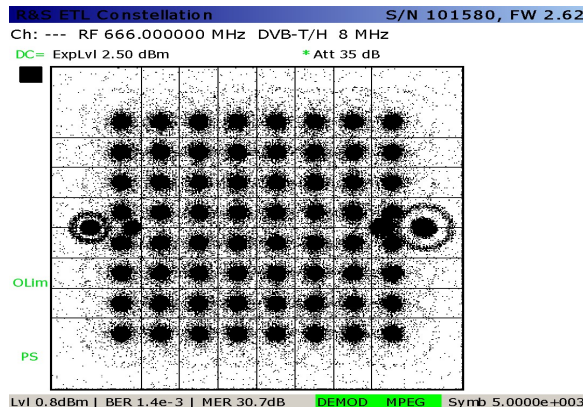


Fig. 3-27 Efectul interferatorului ATV modulat asupra constelației 64QAM DVB-T

3.4.6 Concluzii

Am testat efectele semnalelor FM și TV analogic asupra canalelor DVB-T și DVB-C ca zgomot aditiv. Prima concluzie este că, pentru aceeași putere injectată în canal, zgomotul Gaussian duce la cea mai puternică deteriorare a BER. În timpul experimentelor am observat că, datorită multiplexării OFDM, canalul DVB-T se comportă diferit față de canalul DVB-C: o împrăștiere a spectrului prin modulare scade BER, DVB-C este mai sensibil la modulare, dar prezintă o imunitate mai mare față de semnalele CW. În cazul semnalului DVB-T, efectul interferatorului ATV poate fi echivalat cu un interferator CW, și în cazul DVB-C un interferator ATV este mai aproape de zgomotul Gaussian. În toate cazurile, interferatorul AWGN reprezintă o limită superioară, ducând la o mai gravă deteriorare BER decât semnalele testate, pentru aceeași putere de interferență injectată. În concluzie referitor la constelații, interferatorul este clar vizibil dacă ATV este nemodulat și se împrăștie în jurul constelației dacă se folosește modulația [91], [92].

3.5 Sumarul contribuțiilor în domeniul imunității

În subcapitolul 3.2 am prezentat concepte-cheie pentru testarea imunității. Am început cu definirea imunității și am continuat cu lanțul echipamentelor utilizate pentru testare în conformitate cu standardul ISO 11452-2. Am efectuat un test de imunitate radiată pe un DUT din domeniul Automotive, pentru a evalua performanțele sale în prezența unui câmp electromagnetic, în interiorul unei camere semi-anechoice.

Am prezentat rezultatele măsurătorilor obținute cu două tipuri diferite de antene existente în laboratorul nostru: antena log-periodică și antena horn. Pe baza acestor rezultate, am deschis calea stabilirii de metode mai realiste de calibrare și de proceduri de testare cu o fiabilitate îmbunătățită, deoarece parametrii echipamentului sunt cunoscuți prin măsurare și nu numai prin datele oferite de producător.

În subcapitolul 3.3 am prezentat câteva concepte-cheie pentru testarea imunității la transmițătoarelor portabile. Am început cu prezentarea procedurii utilizate pentru testare: ISO-11452-9. După aceea, am făcut o comparație între

două cuploare direcționale, pentru a vedea care dintre ele se potrivește mai bine acestei aplicații.

Am măsurat, de asemenea, VSWR și am ridicat diagramele Smith corespunzătoare pentru trei antene elicoidale utilizate în mod obișnuit la testarea imunității, pentru a vedea dacă acestea corespund valorilor nominale furnizate de producător.

În cele din urmă, am făcut teste cu cele două cuploare direcționale și cu cele trei antene și am ajuns la concluzia că trebuie să folosim un cuplor Werlatone pentru a obține rezultate mai realiste. Am demonstrat necesitatea de a ne baza pe parametrii mășurați ai echipamentelor în locul valorilor nominale, pentru a evita potențialele rezultate false ale testelor de imunitate.

În activitatea viitoare, vom folosi rezultatele raportate la elaborarea și introducerea procedurilor corective care să permită efectuarea corectă a testelor.

În subcapitolul 3.4 am testat efectele semnalelor CW, FM și TV analogic asupra canalelor DVB-T și DVB-C care au acționat ca zgomot aditiv. Prima concluzie este că, pentru aceeași putere injectată în canal, zgomotul Gaussian duce la cea mai mare deteriorare a BER. În timpul experimentelor am observat că, datorită multiplexării OFDM, canalul DVB-T se comportă diferit față de canalul DVB-C: la DVB-T, o împrăștiere a spectrului prin modulare scade BER, în timp ce DVB-C este mai sensibil la modulare, dar prezintă o imunitate mai mare față de semnalele CW. În cazul semnalului DVB-T, efectul interferatorului ATV poate fi asimilat unui interferator CW, dar în cazul DVB-C un interferator ATV este mai aproape de zgomotul Gaussian.

În toate cazurile, interferatorul AWGN reprezintă o limită superioară, ducând la cea mai gravă deteriorare a BER prin comparație cu semnalele testate, pentru aceeași putere de interferență injectată. În concluzie, referitor la constelații, interferatorul este clar vizibil dacă ATV este nemodulat și se împrăștie în jurul constelației dacă se folosește modulația.

4 APLICAȚII ALE METAMATERIALELOR ÎN INDUSTRIA AUTOVEHICULELOR

4.1 Introducere

În acest capitol prezentăm structuri realizate din metamateriale care pot fi folosite în domeniul Compatibilității Electromagnetice din industria Automotive. Începem prin prezentarea unei cutii ecranate care poate fi folosită pentru suprimarea modurilor de cavitate rezonantă. Această structură a fost evaluată cu proceduri specifice metamaterialelor (calculul prin simulare al parametrilor S și al diagramei de dispersie).

Tot în cadrul acestui capitol, prezentăm o extindere a acestei contribuții și anume realizarea unui cuplor direcțional destinat testării aferente Compatibilității Electromagnetice. Și această nouă structură a fost evaluată conform procedurilor aferente metamaterialelor. Scopul acestei extinderi a fost demonstrarea anulării modurilor de cavitate rezonantă într-o cutie metalică de ecranare a cuplului și nu optimizarea parametrilor acestuia.

În cele din urmă, cuplul direcțional a fost realizat practic, parametrii S ai lui au fost mășurați cu un analizor de rețea iar prin comparația rezultatelor practice cu rezultatele simulării s-a putut observa o bună corelare.

4.2 Cutie ecranată formată din metamateriale

4.2.1 Generalități și studiu bibliografic

Metamaterialele sunt structuri artificiale cu proprietăți care nu sunt regăsite în materialele naturale. Interesul comunității de microunde pentru metamateriale a fost declanșat de introducerea unor suprafețe cu impedanță ridicată [94]. Aceste "suprafețe" sunt, de fapt, structuri 3D care sunt periodice în 2D, fabricate la costuri moderate, în tehnologie de tip stripline sau microstrip. Interacțiunea câmpului electromagnetic cu o rețea periodică este analogă interacțiunii undelor de electroni cu rețelele cristaline din substanțele naturale. Prin urmare, apar multe fenomene similare, inclusiv existența unor benzi electromagnetice interzise (EBG), adică benzi de frecvență în care câmpurile sunt evanescente, astfel încât propagarea nu este posibilă.

Metamaterialele au găsit aplicații în multe domenii legate de microunde și ingineria antenelor. Un astfel de domeniu este integritatea semnalelor, unde metamaterialele au fost folosite în principal pentru suprimarea zgomotului de plăci paralele ("Parallel-Plate Noise", de fapt zgomot condus într-un ghid de unde plan-paralel) care este generat între planele de alimentare din plăcile cu circuite imprimate destinate semnalelor digitale și mixte (analogice și digitale) de mare viteză și în circuite integrate [95]. O altă aplicație a integrității semnalelor constă în plasarea metamaterialelor pe capacele cutiilor metalice ecranate pentru a preveni lansarea modurilor de cavitate (rezonantă) de către emisiile radiate provenite de la circuitul ecranat [96-98]. Această soluție o înlocuiește pe cea mai veche care se

bazează pe introducerea unui strat rezistiv pentru a absorbi radiația [99, 100] și care are dezavantajul că face ca o parte din energie să se pierdă.

Cutiile metalice cu capace din metamateriale au benzi interzise de tip oprește-bandă, deoarece proiectarea se bazează pe structura Sievenpiper ecranată, adică pe o suprafață imprimată cu un motiv periodic încorporată între două straturi dielectrice și limitată de două plane metalice paralele. Celula unitate a suprafeței modelate conține una sau mai multe plăci metalice conectate la planul de masă prin una sau mai multe vias. Cercetări anterioare au arătat că frecvența inferioară a benzii interzise de tip oprește-bandă asociată acestui tip de structuri periodice poate fi redusă până la frecvența zero dacă patch-urile sunt conectate prin pini metalici la stratul metalic superior, asigurând astfel un scurtcircuit între planurile metalice care limitează structura [101].

4.2.2 Structura periodică infinită

Metamaterialele care prezintă benzi electromagnetice interzise au găsit multe aplicații în rezolvarea problemelor legate de integritatea semnalelor. În particular, introducerea unui metamaterial într-o cutie ecranată metalică împiedică lansarea de moduri de cavitate în intervalul de frecvență al benzilor electromagnetice interzise și astfel evită necesitatea introducerii straturilor rezistive. Propunem o soluție pentru construirea unei cutii metalice ecranate care funcționează de la frecvența zero (dc) până la câțiva GHz și care poate fi utilizată pentru ecranarea circuitelor cu microunde care ocupă un anumit spațiu în jurul axei lungi a cutiei, cum ar fi cuploarele direcționale [102].

Există două probleme care trebuie să fie rezolvate la implementarea acestei aplicații. În primul rând, în mod strict vorbind, EBG-urile sunt asociate cu structuri periodice infinite. Cu toate acestea, cutiile au dimensiuni finite și prin urmare validitatea EBG calculată pentru cazul infinit trebuie evaluată pentru situația finită. În al doilea rând, trebuie adăugați patru pereți metalici laterali pentru a obține o cutie din structura periodică. Semnalele electromagnetice radiate de circuitul ecranat sunt reflectate de acești pereți. Deoarece câmpurile din EBG sunt evanescente, este important să se limiteze extinderea spațială a modurilor evanescente, pentru a împiedica semnalele radiate și reflectate să perturbe funcționarea circuitului (sau cutia trebuie extinsă în mod corespunzător). Aceste două probleme vor fi abordate în cele ce urmează [102].

În această secțiune, introducem structura periodică pe care se bazează concepția cutiei metalice ecranate. Proprietățile legate de EBG ale structurii au fost evaluate prin calcularea diagramei de dispersie (DD) [103] asociată structurii infinite, utilizând solverul eigen-mode (de moduri proprii) al unui pachet software electromagnetic comercial [104]. În secțiunea 4.2.3, prezentăm concepția cutiei ecranate și demonstrăm funcționarea acesteia prin rezultatele obținute prin simulare pentru două cazuri în care cutia ecranată conține niște circuite simple care produc radiații parazite. Concluziile sunt redactate în ultima secțiune [102].

Modelul CAD al celei unitate a structurii infinite pe care am considerat-o este reprezentat în Fig. 4-1 (a). Se compune dintr-un cilindru circular conectat la planele metalice care limitează structura prin cilindri circulari subțiri. Cilindrii sunt situați în aer. Planul superior de metal a fost îndepărtat în Fig. 4-1 pentru a permite vizualizarea interiorului celulei unitate. Această structură este o variantă a celei introduse în [105], unde în locul cilindrului central s-au folosit patch-uri eliptice, separate de planurile metalice prin straturi dielectrice având constante dielectrice diferite. În cercetare respectivă, patch-ul a fost conectat la planul de masă prin mai

multe vias. Au fost efectuate și raportate studii parametrice în ceea ce privește EBG-urile obținute pentru diferite constante dielectrice, dimensiuni geometrice și număr de vias cu scopul de a oferi un cadru de proiectare convenabil utilizatorilor structurii. În cazul de față, din motive de fezabilitate, numărul conexiunilor la plane a fost limitat la una singură și dielectricii au fost eliminați. Mai mult, patch-ul a fost extins la un cilindru având o înălțime semnificativă în raport cu raza [102].

Dimensiunile geometrice din Fig. 4-1 (a), sunt următoarele: dimensiunile celulei unitate $d_x=d_y=10$ mm, înălțimea celulei unitate $h=12.8$ mm, razele cilindrilor subțiri $r=0.4$ mm, raza cilindrului gros $r_c=2$ mm, înălțimea cilindrului gros $t=2$ mm. Cilindrul gros este plasat simetric în raport cu planul xy al cadrului de referință din Fig. 4-1 (a).

DD asociată structurii infinite, periodice în 2D, care rezultă prin translația repetată a celulei unitate din Fig. 4-1 (a) în planul xy este reprezentată în Fig. 4-1(b). Au fost luate în considerare numai undele care se propagă în direcția x și numărul de undă a fost normat cu perioada spațială a celulei unitate, d , care este valoarea comună pentru d_x și d_y .

După cum reiese din DD, între primele opt moduri apar două EBG. EBG de interes (corespunzătoare frecvențelor joase) se extinde de la dc la 8,36 GHz. Un alt EBG, care apare între modurile 4 și 5, se extinde de la 18.06 la 19.09 GHz. Primul EBG este vizat de aplicația noastră. Acest EBG este mult mai mare decât cel obținut în [97] cu o dimensiune similară a celulei unitate, care se extinde aproximativ între 3 și 6 GHz [102].

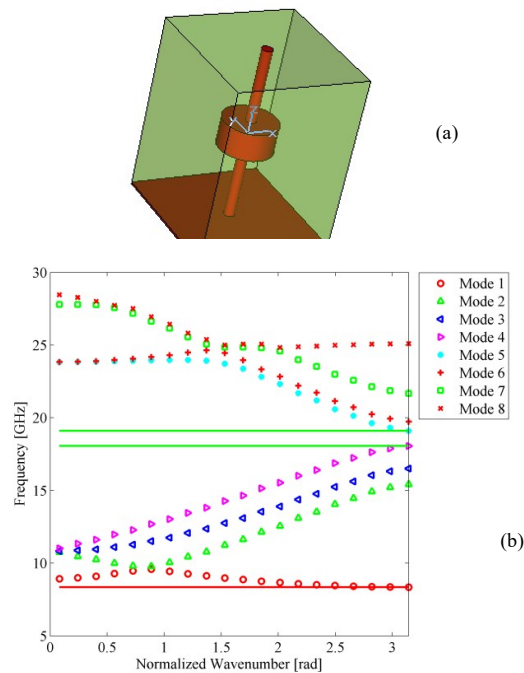


Fig. 4-1. (a) Celula unitate a structurii periodice infinite. (b) DD pentru structura periodică infinită obținută prin repetarea 2D a celulei unitate (a).

Modificarea dimensiunilor inserției metalice în celula unitate are efect asupra lățimilor EBG-urilor. De exemplu, în modelul CAD din Fig. 4-2 (a), raza cilindrului gros este tot $r_c = 2$ mm, dar înălțimea lui a fost scăzută la $t = 0,85$ mm. În plus, razele cilindrilor subțiri au fost mărite la $r = 1$ mm. Ca rezultat, primul EBG crește la 0..10.54 GHz, iar cel de-al doilea acoperă intervalul mai mic de 19.25..19.69 GHz, așa cum reiese din DD din Fig. 4-2 (b), unde au fost reprezentate primele șase moduri de propagare.

Dependența caracteristicilor de propagare ale structurii periodice de dimensiunile elementelor constitutive ale celei unitate deschide calea posibilității de construire a dispozitivelor care sunt adaptate la diferitele cerințe ridicate de aplicații. Prin urmare, un studiu parametric ar fi relevant și va face obiectul unor activități viitoare. În continuare, abordăm problema modului în care pot fi aplicate versiuni finite ale structurilor introduse mai sus la ecranarea circuitele de înaltă frecvență [102].

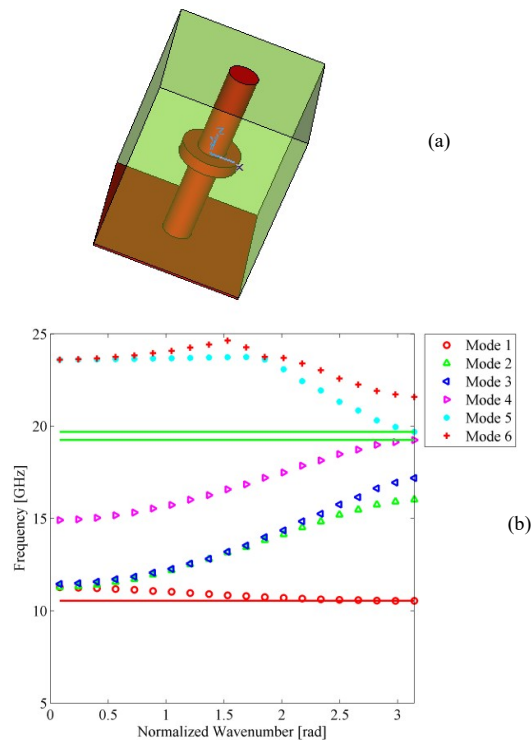


Fig. 4-2. (a) Celula unitate a structurii periodice infinite (dimensiuni alternative). (b) DD pentru structura periodică infinită obținută prin repetarea 2D a celei unitate din (a).

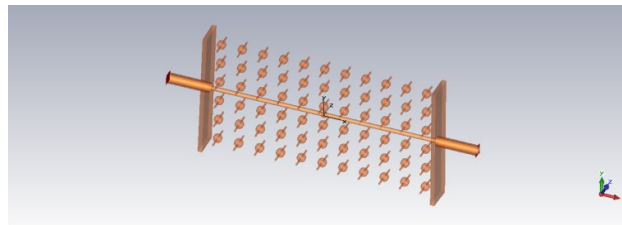
4.2.3 Funcționarea structurii finite

Structura introdusă în secțiunea precedentă este mărginită de două plane metalice care sunt paralele cu planul xy . Pentru a construi o cutie, trebuie introduse alte patru plăci metalice, paralele cu axa z și trebuie asigurată o cale de alimentare a circuitului înconjurat de pereții metalici. Considerăm un flux de semnal de-a lungul axei x [102].

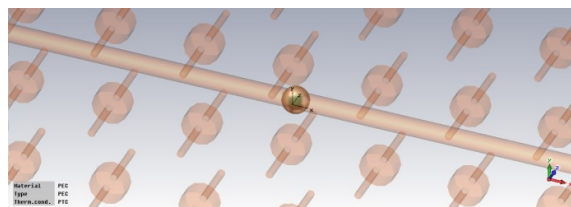
Deoarece cilindrii subțiri scurtcircuitează plăcile metalice care limitează structura, circuitul trebuie plasat la mijlocul secțiunii, între două rânduri de celule unitate. Acest lucru limitează spațiul ocupat de circuit și limitează aplicabilitatea metodei propuse la modelele de circuite care îndeplinesc această constrângere. Explicăm funcționarea cutiei ecranate prin două exemple. Primul exemplu constă dintr-o trecere coaxială din Fig. 4-3 (a). Coaxialul de alimentare are raza exterioară a conductorului interior $r_{int} = 1$ mm și raza interioară a conductorului exterior $r_{ext} = 2$ mm. Linia care conectează intrarea la ieșirea porturilor coaxiale prezintă o discontinuitate, care a fost aleasă în forma unei mici sfere cu o rază de 1,5 mm, Fig. 4-3 (b). Discontinuitatea are rolul de a spori radiația din circuit și, astfel, de a declanșa modurile rezonante ale cavității. O soluție similară a fost aleasă pentru a fi ilustrată în [106], în cazul unei structuri cu EBG de tip oprește-bandă.

Celula unitate este cea descrisă în Fig. 4-1 (a) și astfel este de așteptat o lățime EBG de aproximativ 7.5 GHz. Dimensiunile cutiei sunt determinate de numărul de celule unitate utilizate în fiecare direcție. Dacă acest număr este prea mic, modurile evanescente ar putea perturba funcționarea circuitului, așa cum s-a menționat mai sus. Dacă este prea mare, s-ar irosi material și spațiu în mod inutil. În exemplul considerat, am utilizat 11 celule unitate în direcția fluxului de semnal și 6 celule unitate în direcția ortogonală [102].

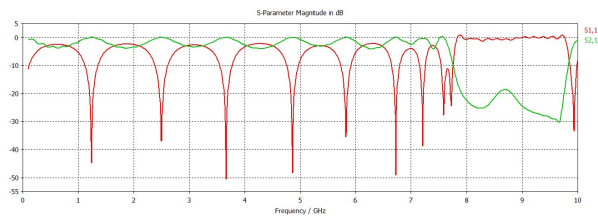
Aceste alegeri nu au făcut obiectul niciunei optimizări, intenția noastră inițială fiind doar să demonstrăm fezabilitatea soluției propuse. Parametrii S care caracterizează dispozitivul au fost calculați cu solverul de regim tranzitoriu furnizat de [104] și sunt raportați în Fig. 4-3 (c) (S_{22} și S_{12} sunt identici cu S_{11} și respectiv S_{21} din motive de simetrie și de reciprocitate). După cum reiese din graficele raportate, funcționarea dispozitivului nu este afectată de modurile de rezonanță până la o frecvență de aproximativ 7,7 GHz. Modurile de rezonanță a cavității sunt lansate la frecvențe mai înalte, astfel încât rezultatele reprezentate în Fig. 4-3 (c) nu sunt fiabile la aceste frecvențe, deoarece solverul tranzitoriu nu a atins starea de echilibru într-o perioadă rezonabilă de timp de calcul.



(a)

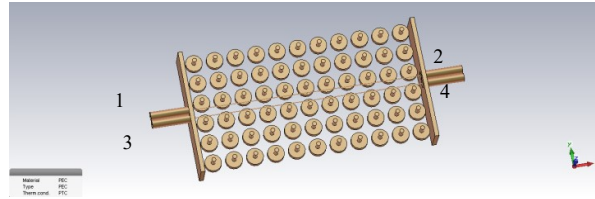


(b)

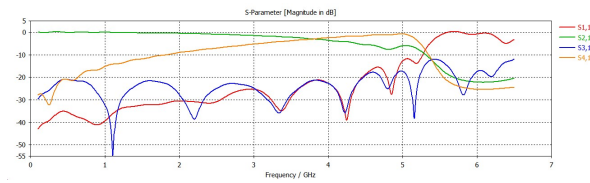


(c)

Fig. 4-3. (a) Modelul CAD pentru trecerea coaxială. Perții metalici laterali nu sunt reprezentați. (b) Sferă metalică care acționează ca o discontinuitate pe linie (detaliu din (a)). (c) Parametri S corespunzători dispozitivului din (a).



(a)



(b)

Fig. 4-4. (a) Liniile cuplate din cutia ecranată și numerotarea porturilor. Pereții laterali metalici nu sunt reprezentați. (b) Parametrii S corespunzători dispozitivului din (a).

Cu toate acestea, solverul s-a terminat corect când intervalul de frecvență a fost setat în cadrul EBG (rezultatele nu sunt raportate aici, deoarece sunt foarte apropiate de cele raportate în Fig. 4-3 (c)) [102].

Ca un al doilea exemplu, am considerat două linii paralele, care constituie firele interioare ale unor cabluri coaxiale Fig.4-4 (a). Numărul de celule unitate din cutie este același ca în primul exemplu. Cu toate acestea, dimensiunile componentelor celulelor unitate sunt diferite: $r = 1$ mm, $r_c = 4$ mm și $t = 2$ mm. În plus, cilindrii centrali sunt deplasați cu o cantitate $h_z = 1$ mm în direcția pozitivă a axei z . Conectorii coaxiali au dimensiunile $r_{int} = 0.2$ mm și $r_{ext} = 1.9$ mm [102].

Aceste dimensiuni au fost alese după mai multe încercări pentru a obține o cuplare rezonabilă a energiei în dispozitiv (S_{11} mic) într-o bandă de frecvență cât mai mare posibilă. Energia care intră într-un port, de exemplu portul 1 din Fig. 4 (a) iese prin toate porturile datorită conexiunii directe sau cuplajului. Un design atent ar putea transforma dispozitivul considerat într-un cuplor direcțional mai bun. Acest lucru va fi realizat în sub-capitolul următor. Parametrii S ai dispozitivului sunt reprezentați în Fig.4-4 (b), care arată funcționarea corectă în sensul că dispozitivul operează în absența lansării modurilor de cavitate rezonantă [102].

4.2.4 Concluzii și contribuții

În acest sub-capitol am propus o soluție pentru suprimarea modurilor de cavitate rezonantă în cutiile metalice concepute pentru a proteja circuitele de înaltă frecvență. Soluția s-a bazat pe tehnologia metamaterielor și a prezentat, în raport cu realizările raportate în literatura de specialitate, noua caracteristică a funcționării începând cu dc. Într-un prim caz, banda de operare a fost până la 8.36 GHz iar, prin alegerea corespunzătoare a parametrilor geometrici și ai materialelor, am obținut o lățime de bandă operațională mai mare de 10 GHz.

Am evaluat proprietățile structurii propuse atât din punct de vedere al metamaterielor, adică prin analiza propriu-zisă a unei repetări periodice infinite a celei unitate cât și luând în considerare două exemple de aplicare a unei versiuni finite a structurii închise într-o cutie metalică cu circuitul care trebuie să fie protejat (o trecere coaxială și o discontinuitate și două treceri coaxiale cu posibilitatea de obținere a unui cuplor direcțional). Cele două abordări s-au dovedit a fi consistente. Soluția propusă poate fi aplicată pentru ecranarea circuitelor care ocupă un loc aproape de axa cutiei în paralel cu direcția fluxului de semnal.

4.3 Cuplor direcțional realizat din metamateriale

4.3.1 Studiu bibliografic

În 2002 a fost propusă de către Dawn [107] un nou tip de cutie metalică destinată ecranării plăcilor cu circuite imprimare microstrip. Pentru suprimarea modurilor de propagare de plăci paralele, unul dintre capacele cutiei a fost prelucrat prin perforarea în mod periodic a unor orificii care îl străbat parțial. Motivul periodic obținut prezintă o bandă interzisă care a cărei poziție poate fi controlată prin perioada acestuia și care asigură funcționarea neperturbată a plăcii microstrip, deoarece propagarea semnalelor electromagnetice radiate de placă este împiedicată, astfel încât nu se pot produce cuplaje între elementele plăcii. Funcționarea structurii propuse a fost verificată prin simulare într-o bandă din jurul frecvenței de 76 GHz și validată printr-un model experimental în banda X [107].

Un set practic de ecuații de proiectare au fost propuse pentru a controla lățimea benzii interzise (EBG - "Electromagnetic Band-Gap") a structurilor electromagnetice periodice, planare încorporate în ghidurile de unde plan-paralele cu scopul de a suprima zgomotul "de plăci paralele" (PPN - "Parallel-Plate Noise") care apare între planele metalice de alimentare din plăcile de circuit imprimat sau din circuitele integrate digitale sau care procesează semnale mixte ca urmare a fenomenelor de comutare (se mai numește SSN - "Simultaneous Switching Noise") în [108]. Sunt prezentate câteva exemple și sunt descrise și comparate predicțiile teoretice cu rezultatele experimentale și cu cele obținute prin simulare, ajungându-se la un acord bun [108].

Silveirinha a dezvoltat un model pentru caracterizarea ca un material efectiv omogen a suprafețelor texturate formate dintr-un aranjament periodic de pini metalici subțiri atașați de un plan de masă conductiv [109]. Se demonstrează că această suprafață texturată poate fi descrisă cu precizie bună printr-un model de material omogen având o anumită constantă dielectrică, cu condiția să fie luate în considerare efectele dispersiei, precum și condiții de frontieră suplimentare. Au fost deduse formule analitice compacte pentru coeficientul de reflexie al suprafeței și

pentru dispersia undelor de către suprafață. S-a demonstrat că materialul artificial poate fi descris cu precizie bună prin impedanța de suprafață a unui material omogen echivalent (efectiv) și că singurul factor fizic care poate limita validitatea acestei echivalări este adâncimea de pătrundere a metalului. Rezultatele prezentate sunt susținute prin simulări electromagnetice, precum și prin rezultate experimentale [109].

În articolul publicat de Kildal în 2008 [110], se prezintă o nouă tehnologie bazată pe metamateriale formate din pini metalici dispuși periodic prin care se pot construi ghiduri de undă de tip "ridge gap" (ghidurile sunt realizate între plăci metalice paralele, iar pini nu acoperă toată înălțimea ghidului). Principalele avantaje ale ghidurilor de undă ridge gap, în comparație cu ghidurile de undă tubulare (hollow), constau din faptul că sunt ieftine și mai ușor de fabricat, în special la frecvențe înalte, cum ar fi pentru undele milimetrice și submilimetrice și facilitează controlul dispozitivelor aflate în interior. Ghidurile de undă ridge gap au pierderi mai mici decât liniile microstrip și pot fi ecranate complet de metal, astfel încât nu este nevoie de un ecran suplimentar (sau de o încapsulare metalică suplimentară), spre deosebire de problemele severe de încapsulare asociate cu circuitele microstrip. Aceste ghiduri de unde se realizează într-un spațiu îngust între două plăci metalice paralele utilizând o structură texturată sau multistrat pe una dintre suprafețe. Undele sunt ghidate de șirurile de pini metalici pe suprafața texturată. Orice propagare a undelor în alte direcții este împiedicată de banda interzisă a suprafeței de impedanță mare (conductor magnetic artificial) realizată în suprafața texturată pe ambele părți ale acesteia din afara ghidului de unde. În plus, rezonanțele cavității nu apar ca moduri oscilante în banda de operare, tot datorită benzii interzise a structurii periodice menționate [110].

În 2011, Kildal a mai realizat un studiu [111] în care descrie proiectarea și verificarea experimentală a ghidului de unde ridge gap inserat în spațiul dintre plăcile metalice paralele descrise mai sus. Una dintre plăci are o construcție sub forma unui spațiu pentru ghidarea undelor înconjurat de tije metalice. Aceste tije, formează o structură periodică de tip "pat de cuie" și sunt proiectate pentru a introduce o bandă de oprire (interzisă) pentru modurile de propagare corespunzătoare ghidurilor formate din plăci paralele între 10 și 23 GHz. Funcționarea corectă a structurii propuse a fost demonstrată cu o linie de transmisie care a inclus două coturi de 90 grade (pentru a provoca radiația parazită a plăcii) și a fost conectată cu exteriorul cutiei metalice prin două tranziții coaxiale cuplate capacitiv care au permis realizarea de măsurători cu un analizor de rețea vectorial (VNA). Rezultatele măsurate au confirmat existența unei lățimi de bandă mari de funcționare neperturbată, în concordanță cu lățimea benzii interzise a structurii periodice suport, precum și faptul că pierderile în modul de propagare cuasi-transversal electromagnetic (cuasi-TEM) care se propagă de-a lungul creștăturii de ghidare sunt reduse. Coturile la 90 grade pot fi proiectate în același mod ca pentru liniile microstrip obișnuite. Montajul experimental a fost proiectat pentru funcționare în jurul valorii de 15 GHz. Cu toate acestea, ghidul de undă ridge gap este mai avantajos pentru frecvențele de peste 30 GHz, deoarece poate fi realizat în întregime din metal prin frezare sau turnare și nu există cerințe speciale pentru îmbinările conductive dintre cele două plăci care constituie o problemă atunci când se realizează ghiduri tubulare convenționale [111].

Lucrarea [112] studiază lățimile de bandă (sau benzile de oprire) ale unor astfel de ghiduri plan-paralele de tip ridge-gap pentru cazul când structura periodică (formând un conductor magnetic artificial - AMC în aproximația lungimilor de undă mari și care deci prezintă o bandă interzisă EBG) este realizată cu pini metalici,

corugații sau structura de "ciuperci" a lui Sievenpiper [93]. Se arată că sunt potențial disponibile lățimi de bandă interzise de până la 4: 1, prin urmare, lățimi de bandă similare pot să fie realizabile și pentru ghidurile cu gap [112].

O realizare a unui ghid de unde de tipul prezentat mai sus este raportată în [113]. Structura periodică este realizată sub forma unor pini metalici dispuși periodic pe capacul unei cutii metalice. Într-o altă variantă, pe capacul cutiei se așează o placă imprimată cu structura de "ciuperci" introdusă de Sievenpiper. Existența benzii interzise a structurii periodice face ca declanșarea oscilațiilor în cavitatea rezonantă formată de cutia metalică să fie evitată, ceea ce asigură o bună funcționare neperturbată a dispozitivelor electrice și electronice din cutie. Simulările și rezultatele măsurătorilor sunt prezentate pentru cazul unei linii microstrip prezentând o discontinuitate, ceea ce ar face ca energia electromagnetică radiată să declanșeze oscilația câmpului în cavitatea metalică. Faptul că aceste oscilații nu se declanșează în domeniul de frecvență corespunzător benzii interzise a structurii periodice demonstrează eficiența soluției [113].

După introducerea patului de cuie pentru suprimarea modurilor de cavitate rezonantă în cutiile metalice care ecranează circuite pe bază de linii microstrip, autorii din [114] propun o nouă versiune a acestei structuri periodice, bazată pe spirale în loc de cuie. Această structură nouă, denumită pat de spirale, este mult mai compactă, ceea ce permite folosirea acesteia la frecvențe joase, unde patul de cuie nu este potrivit deoarece este prea voluminos din cauza înălțimii necesare a pinilor. Lățimea de bandă a structurii propuse se dovedește a fi similară cu cea din cazul patului de cuie. În lucrarea citată, sunt raportate studii parametrice care pot fi utilizate pentru proiectare în funcție de cerințele aplicațiilor particulare. A fost fabricat un model experimental și evaluat pentru demonstrarea fezabilității conceptului propus [114].

Lucrarea din [115] se referă la suprimarea modurilor de plăci paralele și a modurilor de cavitate rezonantă în circuitele microstrip ecranate, care funcționează în gama de frecvențe inferioare a domeniului microundelor. Suprimarea se realizează din nou prin utilizarea unui capac metalic pe care este montată o structură periodică din fire aranjate în zigzag. Firele sunt de fapt trasee metalice imprimate pe porțiuni înguste de plăci de circuit imprimat, situate vertical una lângă cealaltă. Această structură este foarte compactă atât în ceea ce privește periodicitatea, cât și înălțimea, suprimă modurile de cavitate rezonantă într-o lățime de bandă de o octavă (raport de frecvențe la capetele benzii de 2:1) și nu interferă cu circuitul microstrip ecranat de cutia metalică [115].

Un alt exemplu de capac (lid) format dintr-un suport metalic cu motiv periodic, având celula unitate cu o construcție în formă de cruce realizată prin imprimare 3D a fost propus pentru suprimarea zgomotului de plăci paralele în circuitele microstrip ecranate de frecvență joasă. Analiza de dispersie a celulei unitate conținând construcțiile în formă de cruce 3-D între planele metalice paralele arată că lățimea de bandă fracționară a benzii de oprire (interzise) este de 75,4% și deplasată spre frecvențe mai joase în raport cu realizările anterioare. Dimensiunea electrică a celulei unitate este de asemenea redusă, fiind de $0.21\lambda_0 \times 0.21\lambda_0 \times 0.18\lambda_0$. A fost propus un model de circuit echivalent bidimensional, periodic pentru a da o perspectivă fizică asupra funcționării structurii periodice introduse. Pentru realizarea structurii periodice s-a folosit o imprimantă 3D, iar eficacitatea soluției propuse la suprimarea zgomotului de plăci paralele s-a demonstrat cu un circuit microstrip simplu. Rezultatele măsurate au arătat că zgomotul de plăci plan paralele a fost suprimat în banda de oprire (interzisă), iar atenuarea de inserție a liniei microstrip ecranate a fost similară cu cea a celei necranate [116].

În acest sub-capitol se exploatează posibilitatea de a elabora structuri periodice cu EBG, care pot fi folosite ca ecrane la realizarea unui cuplor direcțional destinat testării aferente Compatibilității Electromagnetice. Originalitatea soluției propuse constă în faptul că ecranele funcționează în joasă frecvență, începând de la frecvența zero (dc), spre deosebire de soluțiile prezentate mai sus, care funcționează într-o bandă între două frecvențe diferite de zero. Prezentăm rezultatele obținute asupra parametrilor S simulați cu ajutorul CST Microwave Studio, care demonstrează funcționarea structurii. Și această nouă structură este evaluată conform procedurilor aferente metamaterialelor. Nu am urmărit optimizarea parametrilor cuplorului ci doar demonstrarea fezabilității conceptului. Studiul parametric în vederea furnizării unor date de proiectare va face obiectul unor cercetări viitoare.

În final, cuplorul direcțional a fost realizat practic, parametrii S ai săi au fost măsurați cu un analizor de rețea iar prin comparația rezultatelor practice cu rezultatele simulării am putut observa o bună corespondență.

4.3.2 Structura folosită și proprietățile ei de transmisie

Ca exemplu de cuplor direcțional, am considerat două linii provenind din cabluri coaxiale paralele. Am pornit de la structura din subcapitolul 4.2 dar, spre deosebire de acesta, am schimbat numărul de celule unitate. În acest exemplu (Fig. 4-5), am utilizat 11 celule unitate în direcția fluxului de semnal și 8 celule unitate în direcția ortogonală (nu 6 ca și în exemplul precedent). Celula unitate se compune dintr-un cilindru circular gros (denumit șaibă) conectat la planele metalice care limitează structura prin cilindri circulari subțiri.

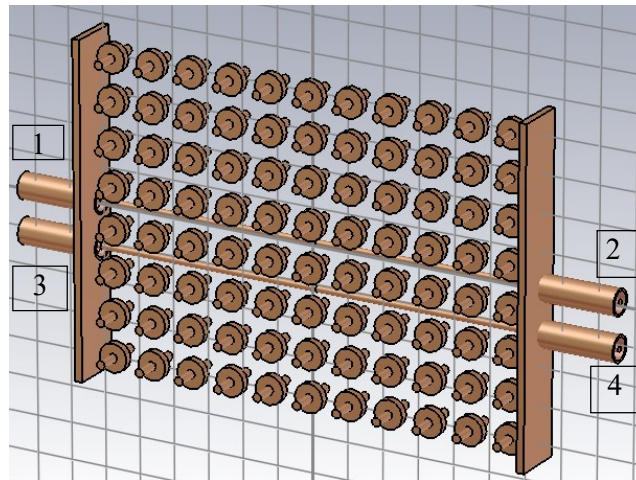


Fig. 4-5 Cuplor direcțional realizat în CST Microwave Studio

Dimensiunile componentelor celulelor unitate sunt următoarele: $r_{\text{bară}}$ = (raza cilindrilor subțiri), $h = 14.19$ mm (înălțimea celulei unitate), $d = 11$ mm (perioada spațială), raza cilindrului gros, $r_{\text{saiba}} = 4$ mm (raza șaibei) și $h_s = 2$ mm (înălțimea șaibei).

Se pot observa în Fig. 4-5, 4 conductoare externe și două conductoare interne cutiei. Cele 4 conductoare externe au: $r_{e1}=2.97\text{mm}$ (raza interioară a conductorului extern), $r_{e2}=3.58\text{mm}$ (raza exterioară a conductorului extern) iar cele două conductoare interne au $r_i=0.91\text{mm}$ (raza conductorului intern). Distanța dintre conductoare se notează cu $d_{thr}=12\text{mm}$.

Aceste dimensiuni au fost alese după mai multe încercări pentru a obține o cuplare rezonabilă a energiei în dispozitiv (S_{11} mic) într-o bandă de frecvență cât mai mare posibilă.

Cu ajutorul solver-ului programului CST Microwave Studio am calculat parametrii S aferenți acestei structuri (S_{11} , S_{21} , S_{31} și S_{41}) până la 15 GHz. Cele 4 porturi pot fi observate în Fig. 4-5.

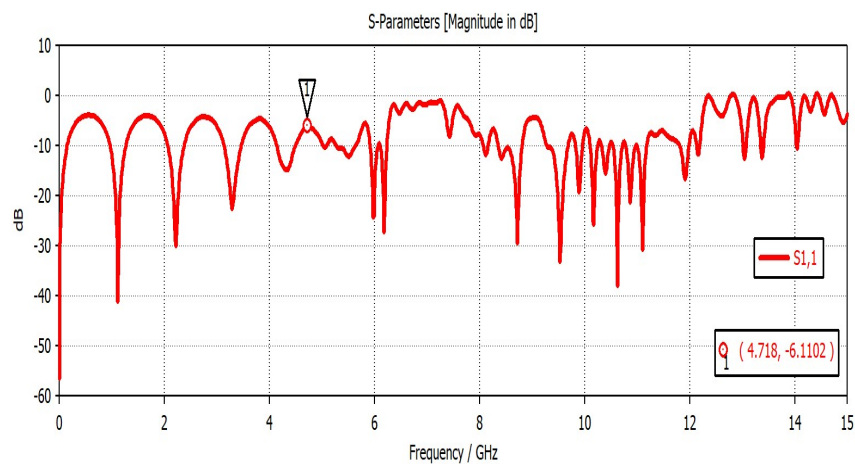


Fig. 4-6 Parametrul S11 simulat

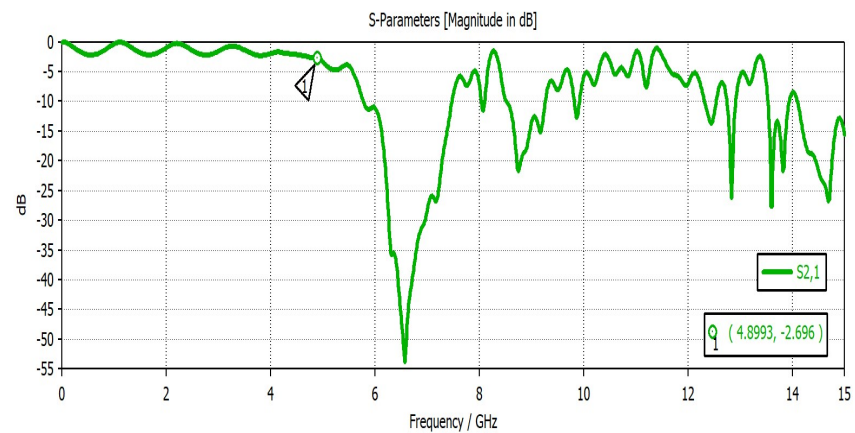


Fig. 4-7 Parametrul S21 simulat

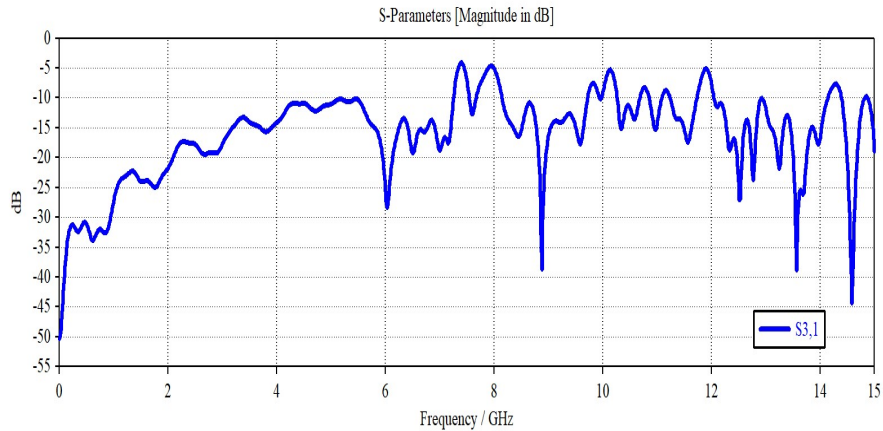


Fig. 4-8 Parametrul S31 simulat

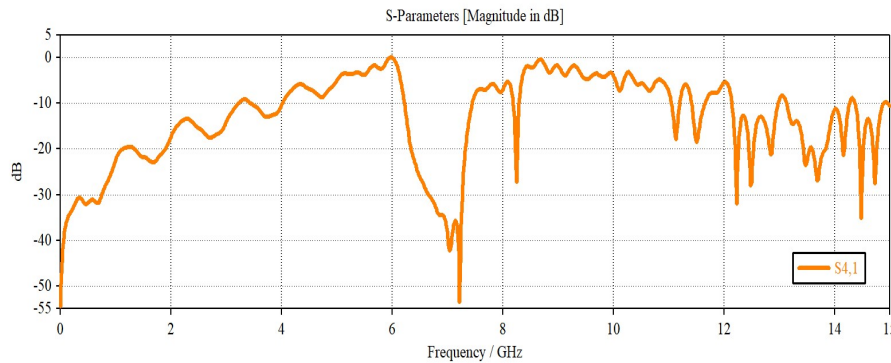


Fig. 4-9 Parametrul S41 simulat

După cum reiese din graficele raportate (Fig. 4-6 – Fig. 4-9), funcționarea dispozitivului nu este afectată de modurile de cavitate rezonantă până la o frecvență de aproximativ 4,78 GHz. Peste această frecvență, structura periodică nu mai împiedică declanșarea acestor moduri. În cele ce urmează sunt prezentate studii de caz pentru a extinde banda de operare a cuplorului direcțional.

4.3.3 Caz particular cu eliminarea unor rânduri de celule unitate

În acest sub-capitol am realizat un studiu de caz referitor la structura inițială cu 8 rânduri în mediul CST Microwave Studio, pentru a extinde banda de operare a structurii. O primă etapă a constat în eliminarea a două rânduri din mijlocul structurii (Fig. 4-10).

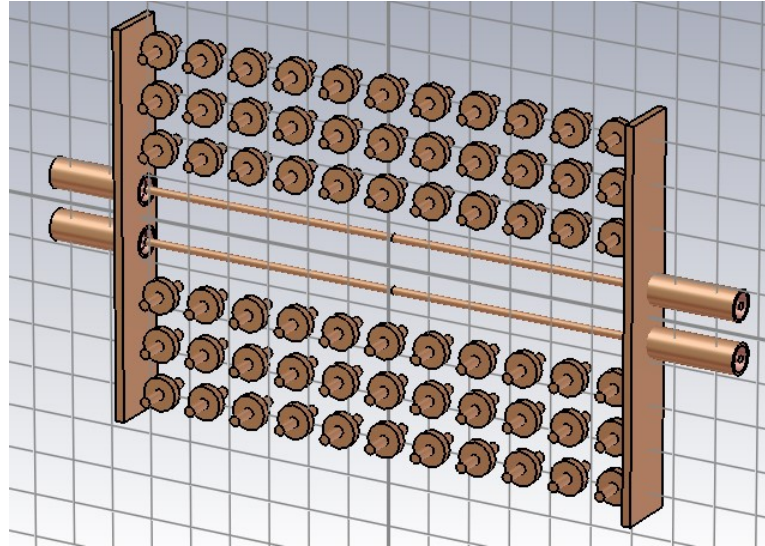


Fig. 4-10 Eliminarea a două rânduri

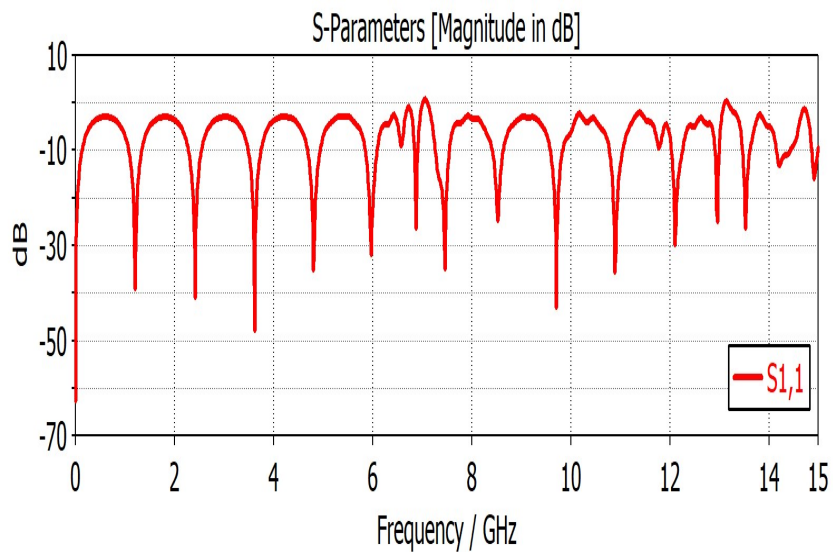


Fig. 4-11 Eliminarea a două rânduri. Rezultatele simulării

Rezultatele simulării (parametrul S_{11}) se pot vedea în Fig. 4-11, de unde se poate observa funcționarea cutiutei până la o frecvență de aproximativ 6 GHz și o reducere a impactului oscilațiilor cavității până la aproximativ 14 GHz. Structura prezentată în Fig. 4.11 este asemănătoare cu soluția ghidurilor de unde "ridge gap", dar pinii metalici se extind între cele două plăci paralele în cazul considerat de noi (lipsă gap).

O a doua etapă a constat în eliminarea a patru rânduri din mijlocul structurii (Fig. 4-12). Rezultatele simulării se pot vedea în Fig. 4-13, cutia funcționând în această situație până la aproximativ 12 GHz.

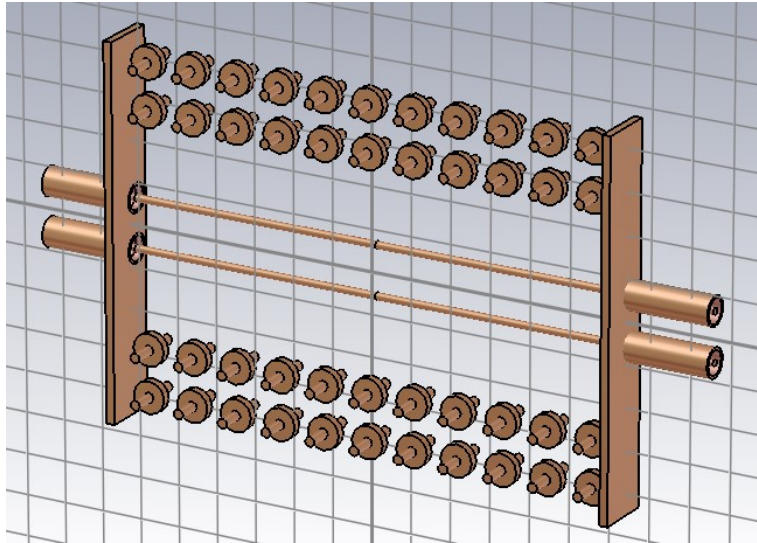


Fig. 4-12 Eliminarea a patru rânduri

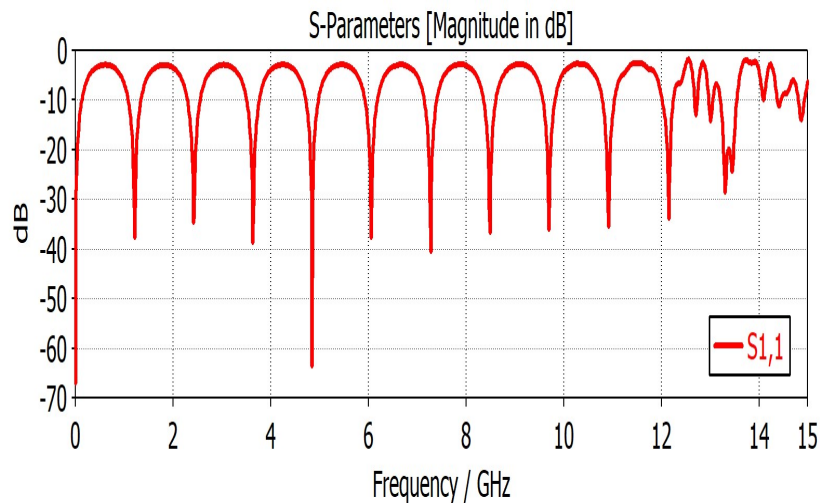


Fig. 4-13 Eliminarea a patru rânduri. Rezultatele simulării

O a treia etapă a constat în eliminarea a patru rânduri din mijlocul structurii și introducerea unei discontinuități sub forma unui cilindru (Fig. 4-14). Rezultatele simulării se pot vedea în Fig. 4-15. În acest caz structura nu mai funcționează în modul dorit. Acest lucru arată că existența discontinuităților care declanșează radiațiile are o influență considerabilă asupra funcționării dispozitivului, la fel ca

nesimetriile construcției. La realizarea practică se introduc inerent nesimetrii și discontinuități, de aceea este necesar să se prevadă o extensie suficientă a structurii periodice.

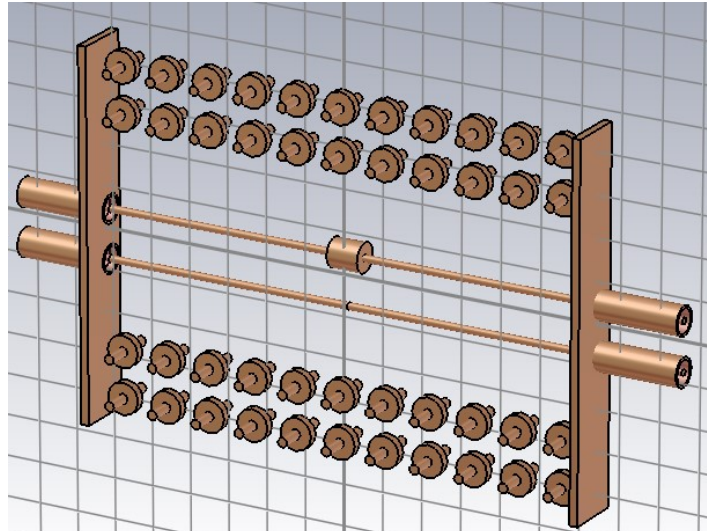


Fig. 4-14 Eliminarea a patru rânduri și introducerea unei discontinuități

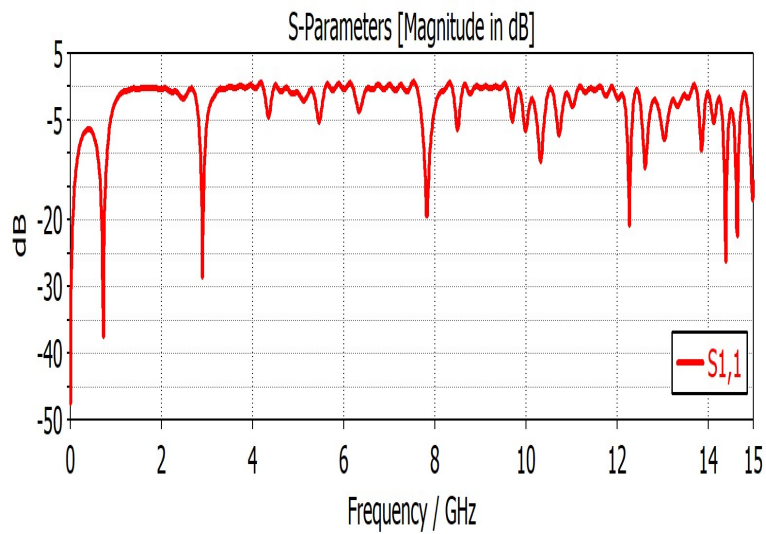


Fig. 4-15 Eliminarea a patru rânduri și introducerea unei discontinuități. Rezultatele simulării

4.3.4 Caz particular cu o linie coaxială și diagrama de dispersie

Într-un alt caz particular am dori să vedem influența folosirii unei singure linii coaxiale și mărirea numărului de celule unitate. Spre deosebire de Fig. 4-5 am utilizat 15 celule unitate în direcția fluxului de semnal și 14 celule unitate în direcția ortogonală. Structura rezultată poate fi observată în Fig. 4-16.

Am calculat parametrii S_{11} (Fig. 4-17) și S_{21} (Fig. 4-18) folosind același solver tranzitoriu furnizat de către CST Microwave Studio până la frecvența de 8 GHz. Dispozitivul funcționează corect până la 6 GHz. Între 6 și 8 GHz sunt lansate modurile de cavitare.

Acest comportament este validat și prin figurile următoare în care se prezintă distribuția câmpului electric E la 3 GHz și 7.5 GHz. În Fig. 4-19 putem remarca distribuția câmpului E de-a lungul liniei coaxiale (funcționare corectă) iar în Fig. 4-20 putem remarca distribuția câmpului E în toată structura (funcționare incorectă).

Acest comportament va fi validat și la calcularea diagramei de dispersie.

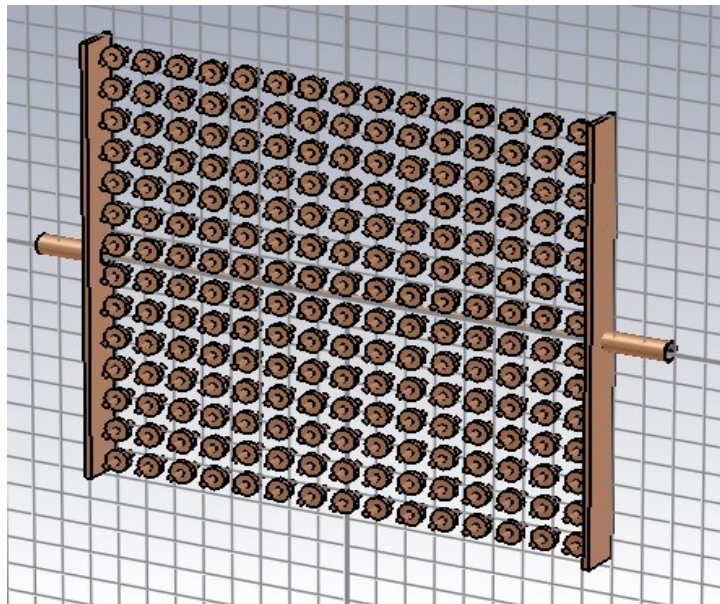


Fig. 4-16 Cutie modificată

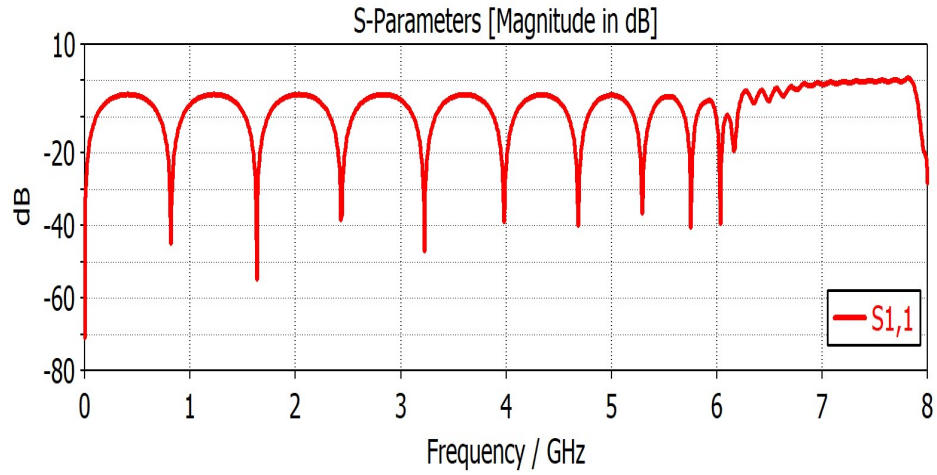


Fig. 4-17 Parametrul S₁₁ simulat pentru Fig. 4-16

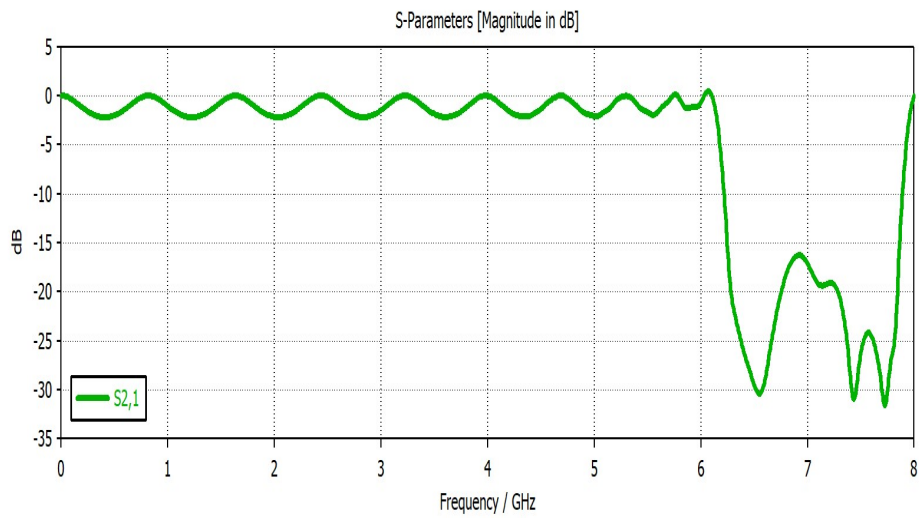


Fig. 4-18 Parametrul S₂₁ simulat pentru Fig. 4-16

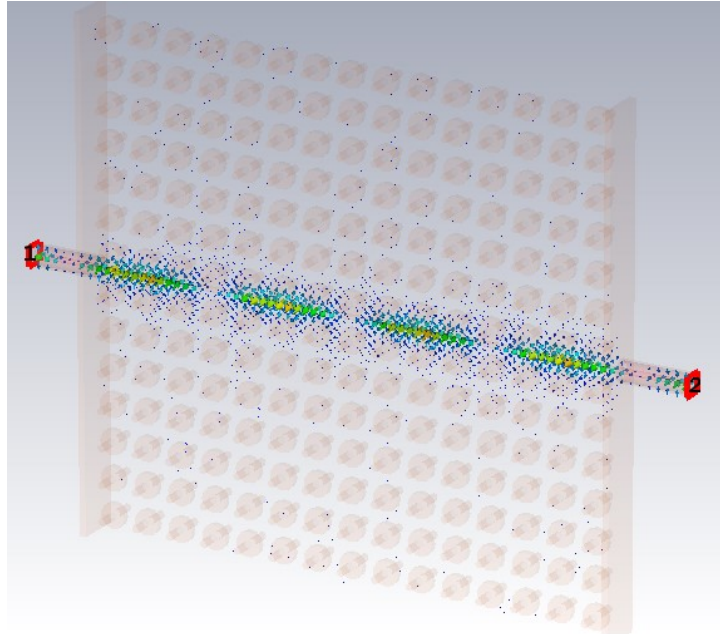


Fig. 4-19 Câmpul electric E la 3 GHz

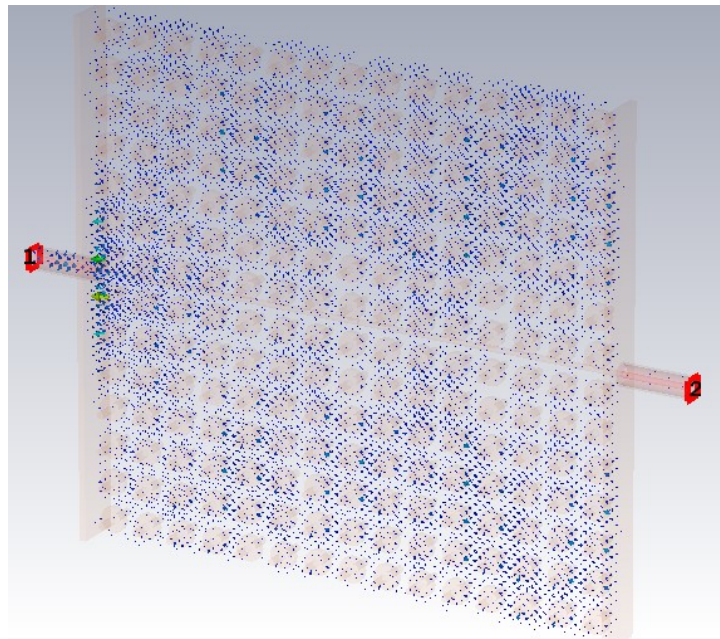


Fig. 4-20 Câmpul electric E la 7.5 GHz

4.3.5 Diagrama de dispersie

Am realizat diagrama de dispersie prin intermediul eigensolver-ului din CST Microwave Studio pentru următoarele cazuri: celulă unitate (Fig. 4-21), celulă unitate și un conductor metallic (Fig.4-23) și celulă unitate și două conductoare metalice (Fig. 4-25) acoperind astfel toate configurațiile prezentate anterior.

După cum reiese din prima DD (Fig. 4-22), între primele patru moduri apare un EBG. Acesta se extinde de la dc la 6.75 GHz și este vizat de aplicația noastră. Acest EBG este mult mai mare decât cel obținut în [97] cu o dimensiune similară a celei unitate, care se extinde aproximativ între 3 și 6 GHz.

După cum reiese din a doua DD (Fig. 4-24), primul mod începe de la dc până la aproximativ 6 GHz. Acest unic mod care începe de la dc corespunde prezenței unui singur conductor (v. mai jos). Este de remarcat că, în ciuda prezenței conductorului, structura prezintă o bandă interzisă între aproximativ 6 și 8 GHz pentru undele care se propagă în direcția conductorului. Efectul prezenței conductorului este destul de mare și asupra celorlalte moduri. De exemplu, primul mod din Fig. 4-22 indică o viteză de grup negativă, în timp ce în Fig. 4-24, viteza de grup corespunzătoare modului respectiv este pozitivă.

După cum reiese din a treia DD (Fig. 4-26), apar două moduri care încep de la dc: primul mod până la 6 GHz și al doilea până la 11GHz. Aceste două moduri care încep de la dc corespund prezenței celor două conductoare. Cel de-al doilea conductor are ca efect dispariția benzii interzise, efectul prezenței acestuia asupra celorlalte moduri fiind destul de mic.

Structurile periodice corespunzătoare celulelor unitate din Fig. 4.24 și 4.26 oferă doar informații orientative asupra funcționării structurii considerate: prin repetarea prin periodicitate a acestor celule, se obține un număr infinit de conductoare paralele în direcția x. Aceste informații sunt însă de folos pentru a da o idee generală despre fenomenele care apar prin inserția unor elemente conductive într-o structură periodică.

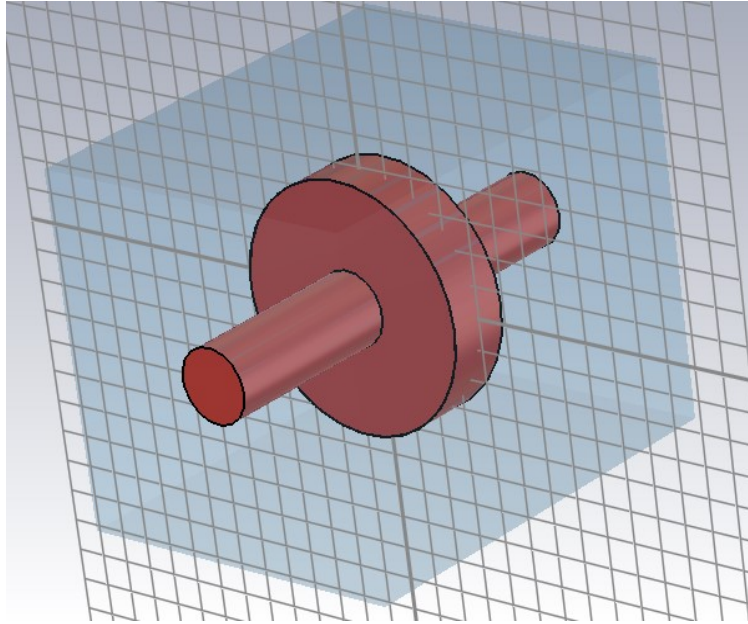


Fig. 4-21 Celula unitate

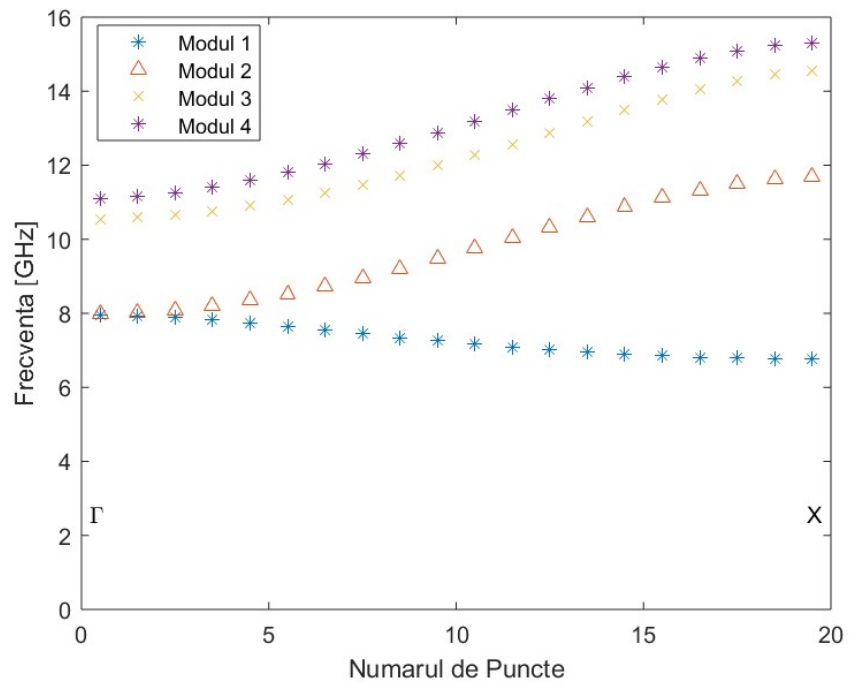


Fig. 4-22 Diagrama de dispersie obținută prin repetarea infinite a structurii din Fig. 4-21

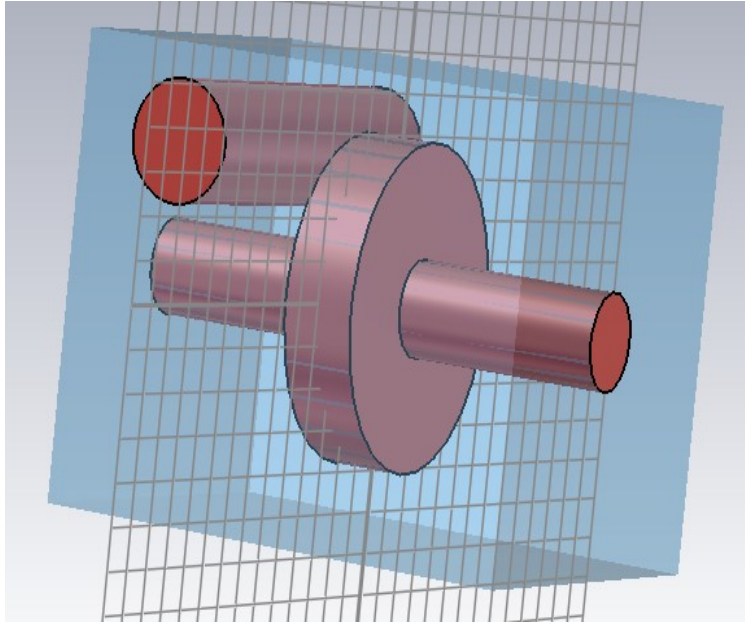


Fig. 4-23 Celula unitate și un conductor metalic

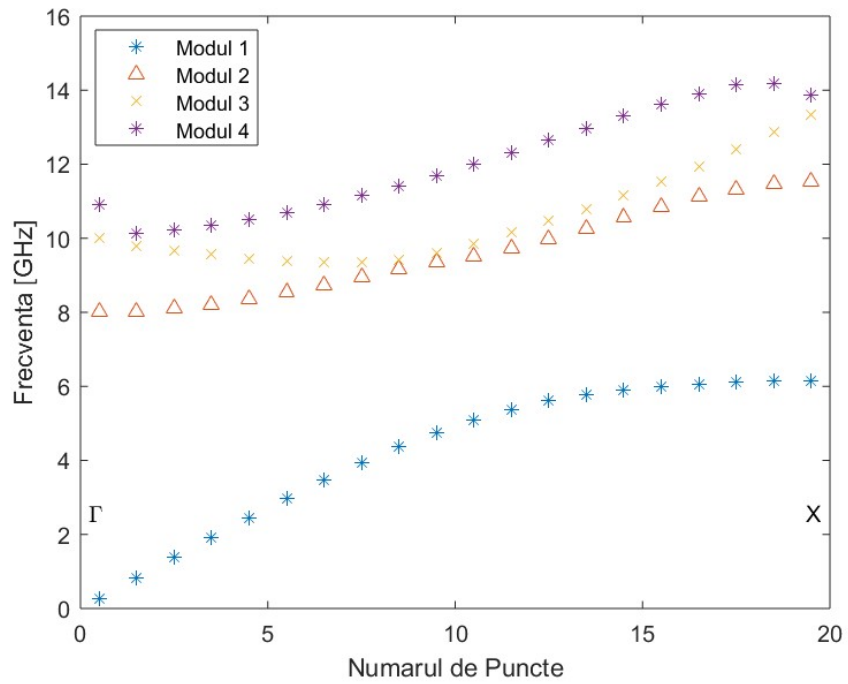


Fig. 4-24 Diagrama de dispersie obținută prin repetarea infinită a structurii din Fig. 4-23

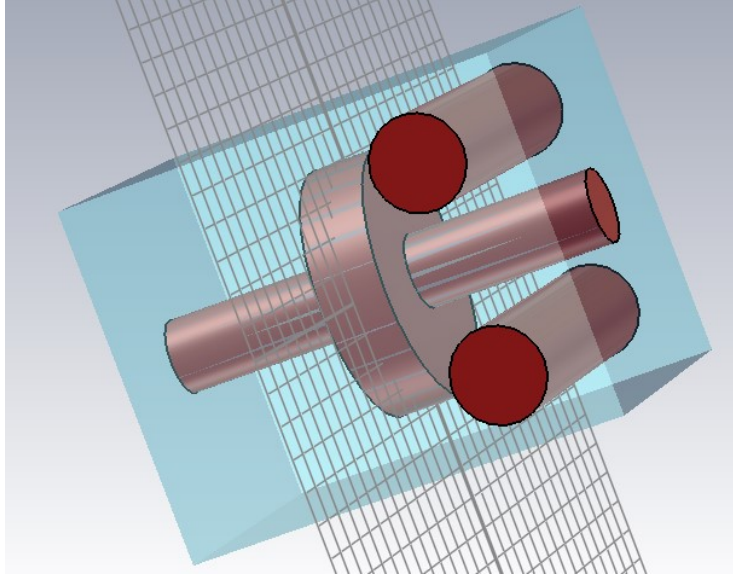


Fig. 4-25 Celula unitate și două conductoare metalice

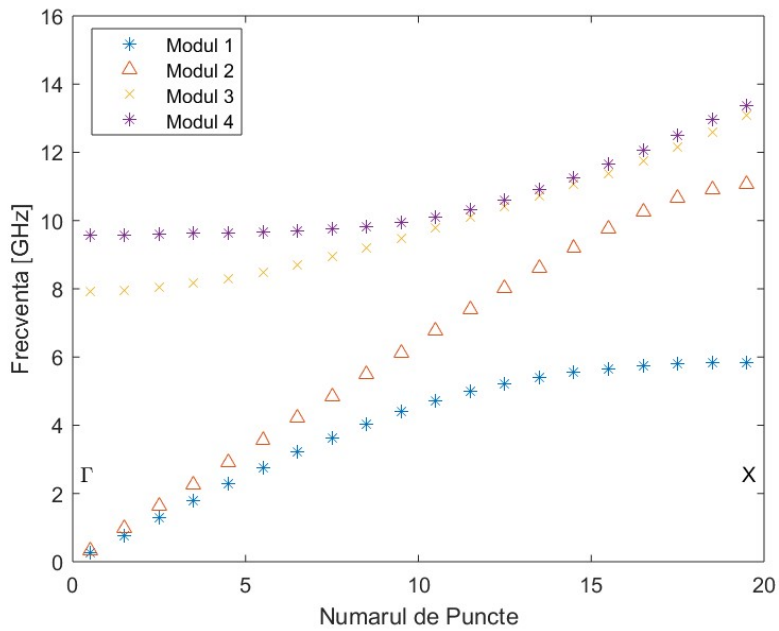


Fig. 4-26 Diagrama de dispersie obținută prin repetarea infinită a structurii din Fig. 4-25

4.3.6 Validarea experimentală

Cutia cu două linii coaxiale din Fig. 4-5 a fost realizată practic în laboratorul Departamentului de Electronică și Telecomunicații din cadrul Politehnicii din Torino, Italia. În Fig. 4-27 – Fig. 4-30 se pot observa imagini ale interiorului cutiei. Fig. 4-27 prezintă cele două linii paralele din interiorul cutiei, în absența celulelor unitate. În Fig. 4-28 putem identifica o perspectivă laterală asupra celulei unitate. În Fig. 4-29 putem observa porturile B și D. În Fig. 4-30 putem observa porturile A și C.

Porturile A, B, C, D de pe cutia realizată fizic sunt echivalente în felul următor cu porturile din simulare: A-3, B-4, C-1, D-2.

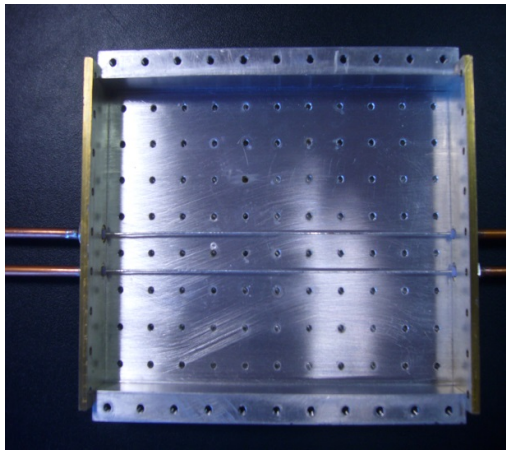


Fig. 4-27 Interiorul cutiei

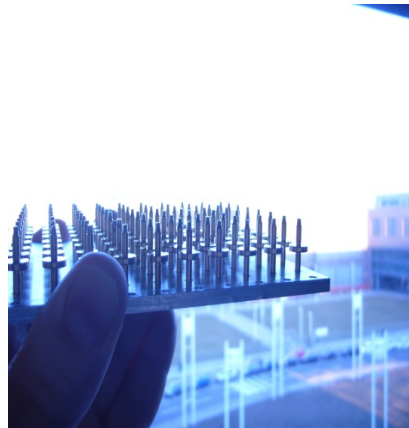


Fig. 4-28 Vedere laterală a celulei unitate din interiorul cutiei

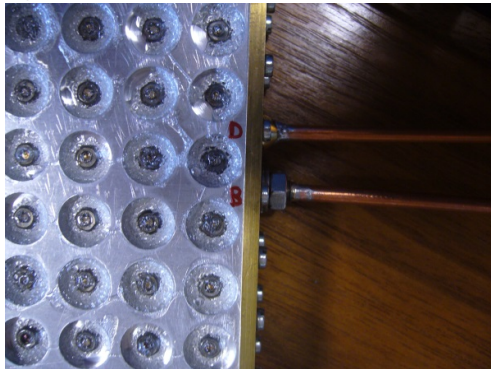


Fig. 4-29 Porturile B și D

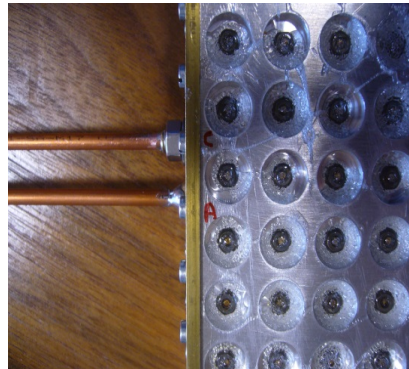


Fig. 4-30 Porturile A și C

Am comparat rezultatele parametrilor S din CST Microwave Studio cu cele măsurate în laborator cu ajutorul unui analizor de rețea Agilent. Comparațiile au fost realizate până la frecvența de 5 GHz (datorită observațiilor de la sub-secțiunea 4.3.2 - funcționarea dispozitivului nu este afectată de modurile de rezonanță ale cutiei metalice până la o frecvență de aproximativ 5 GHz). Modurile de rezonanță sunt lansate la frecvențe de operare mai înalte, astfel încât rezultatele obținute prin

simulare și reprezentate mai sus nu sunt fiabile la aceste frecvențe, deoarece solverul tranzitoriu nu a atins starea de echilibru într-o perioadă rezonabilă de timp de calcul). De asemenea parametrul S31 nu a putut fi măsurat din considerente practice de construcție a cutiei.

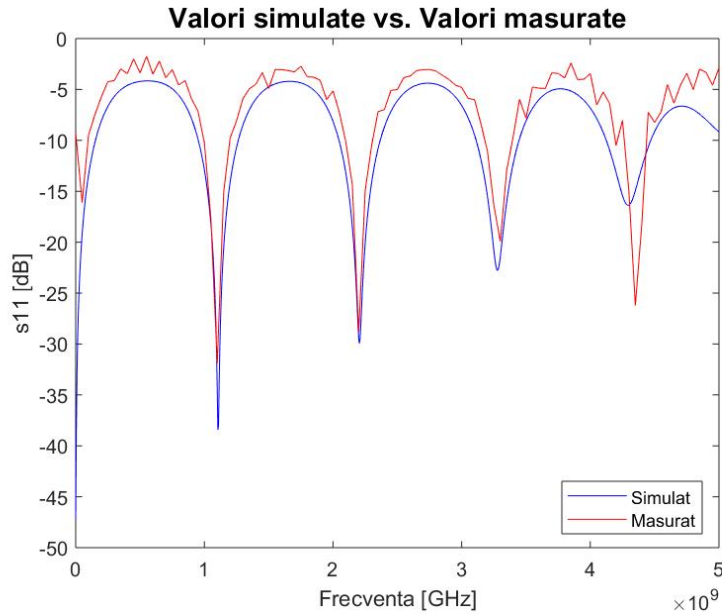


Fig. 4-31 Simulări și măsurări realizate realizate până la frecvența de 5 GHz. Parametrul S11

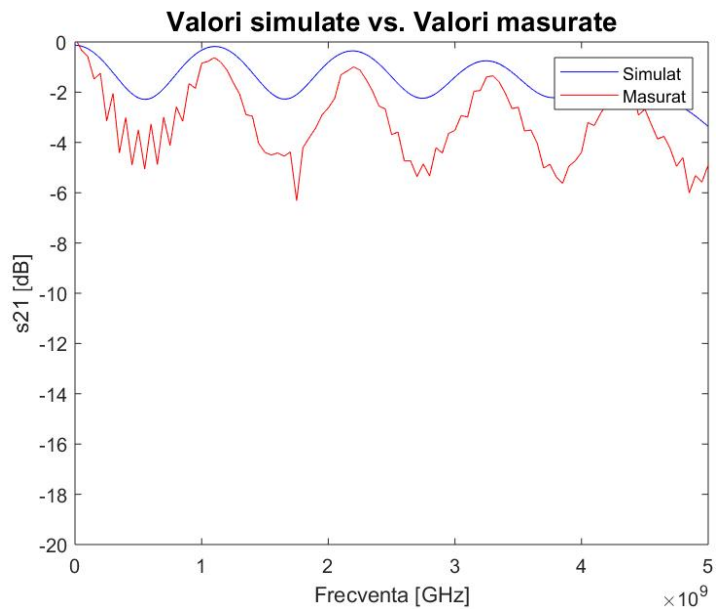


Fig. 4-32 Simulări și măsurări realizate realizate până la frecvența de 5GHz. Parametrul S21

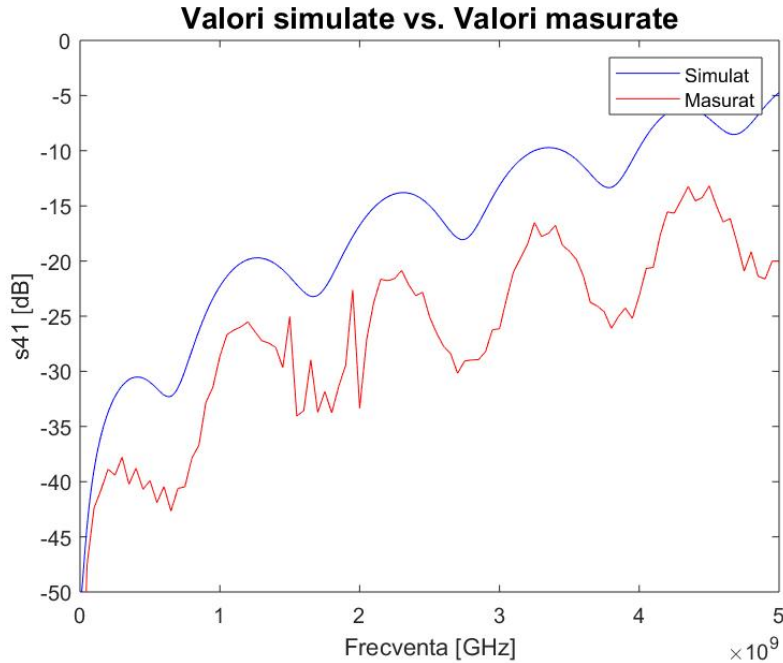


Fig. 4-33 Simulări și măsurări realizate până la frecvența de 5 GHz. Parametrul S41

În Fig. 4-31 – Fig. 4-33 se pot observa comparațiile dintre măsurătorile practice realizate cu analizorul de rețea și simulările din cadrul programului CST Microwave Studio (parametrii S11, S21 și S41). Din motive de simetrie au fost prezentate rezultatele doar pentru porturile A și B. În Fig. 4-31 nivelul mai ridicat din grafic reprezintă valoarea măsurată, iar în Fig. 4-32 și Fig. 4-33 nivelurile mai ridicate reprezintă valorisimulate.

Rezultatele simulărilor sunt în bună concordanță cu rezultatele practice.

4.3.7 Concluzii și contribuții

În acest sub-capitol am conceput prin simulare și realizare practică un cuplor direcțional din metamateriale, care poate fi folosit în testarea Compatibilității Electromagnetice. Am realizat studii de caz pentru a îmbunătăți funcționarea structurii (eliminarea unor rânduri de celulă unitate, introducerea unor discontinuități și folosirea unei singure linii coaxiale).

De asemenea prin metode specifice analizei metamaterialelor, am construit diagramele de dispersie în trei cazuri: celulă unitate, celulă unitate și un conductor metalic și celulă unitate și două conductoare metalice pentru a acoperi toate configurațiile prezentate anterior.

În final am realizat practic cuplorul direcțional, iar parametrii S mășurați cu ajutorul analizorului de rețea confirmă existența unei bune corespondențe între simulări și realizări practice.

4.4 Sumarul contribuțiilor în domeniul metamaterialelor

Capitolul 4 este structurat în două părți: prima parte descrie o cutie ecranată formată din metamateriale și cea de-a doua un cuplor direcțional format din metamateriale.

În prima parte am propus o soluție pentru suprimarea modurilor de cavitate rezonantă în cutiile metalice concepute pentru a proteja circuitele de înaltă frecvență. Această soluție s-a bazat pe tehnologia metamaterialelor și a prezentat noua caracteristică a funcționării începând cu dc. În funcție de parametrii geometrici și ai materialelor, lățimea de bandă operațională ar putea fi mai mare de 10 GHz.

Am evaluat proprietățile structurii propuse atât din punct de vedere al metamaterialelor, adică prin analiza propriu-zisă a unei repetări periodice infinite a celei unitate și luând în considerare două exemple de aplicare a unei versiuni finite a structurii închise într-o cutie metalică cu circuitul care trebuie să fie protejat.

Cele două abordări s-au dovedit a fi consecvente. Soluția propusă poate fi aplicată pentru ecranarea circuitelor care ocupă un loc aproape de axa cutiei în paralel cu direcția fluxului de semnal.

În a doua parte am exploatat posibilitatea de a elabora structuri periodice cu EBG, care pot fi folosite ca ecrane la realizarea unui cuplor direcțional destinat testării aferente Compatibilității Electromagnetice. Originalitatea soluției propuse constă în faptul că ecranele funcționează în joasă frecvență, începând de la frecvența zero (dc), spre deosebire de soluțiile care se găsesc în literatura de specialitate, care funcționează într-o bandă între două frecvențe diferite de zero.

Am prezentat rezultatele obținute asupra parametrilor S calculați cu ajutorul CST Microwave Studio, care demonstrează funcționarea structurii. Am realizat studii parametrice pentru a îmbunătăți funcționarea cuplorului. Și această nouă structură a fost evaluată conform procedurilor aferente metamaterialelor (calcularea diagramei de dispersie). Nu am urmărit optimizarea parametrilor cuplorului ci doar demonstrarea fezabilității conceptului. Studiul parametric în vederea furnizării unor date de proiectare va face obiectul unor cercetări viitoare.

În final, cuplorul direcțional a fost realizat practic, parametrii S ai săi au fost măsurați cu un analizor de rețea, iar prin comparația rezultatelor practice cu rezultatele simulării am putut observa o bună corespondență.

5. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII PROPRII

5.1 Concluzii

În acest capitol final sunt prezentate concluziile tezei de doctorat și sunt sintetizate contribuțiile autorului.

Cercetările doctorale au vizat Compatibilitatea Electromagnetică din domeniul Automotive. Diferite aspecte introductive referitoare la acest subiect sunt prezentate în capitolul 1. Validarea compatibilității electromagnetice a autovehiculelor presupune trecerea cu succes a testelor de imunitate și de emisii electromagnetice. Emisiile electromagnetice pot fi radiate sau conduse. Standardul CISPR 25 specifică domeniul de frecvență și echipamentele utilizate pentru testarea emisiilor radiate și a emisiilor conduse în domeniul Automotive.

În capitolul 2, am prezentat principalele teste de Compatibilitate Electromagnetică privind emisiile radiate și conduse care se realizează în industria Automotive.

În sub-capitolul 2.2 am prezentat un studiu de caz cu un cluster din domeniul automotive ca DUT într-un test de emisii radiate în intervalul 100 KHz - 2500 MHz. În funcție de rezultatele măsurătorile emisiilor radiate, am putut concluziona dacă EUT-ul îndeplinește sau nu cerințele standardului CISPR 25 privind măsurarea emisiilor radiate.

În sub-capitolul 2.3 am raportat utilizarea unui cluster din domeniul automotive ca DUT pentru compararea rezultatelor măsurătorilor cu două seturi diferite de echipamente de testare a emisiilor radiate. Această parte a fost motivată de necesitatea de a evalua impactul echipamentelor de testare EMC asupra rezultatelor testelor și, ulterior, asupra deciziei referitoare la conformitatea produselor cu privire la EMC.

Pentru testele emisiilor radiate am folosit diferite antene în două camere semi-anechoice diferite și am comparat rezultatele. Am concluzionat că rezultatele măsurătorilor depind de configurarea testelor, uneori în mod semnificativ, deși echipamentul respectă cerințele standardelor. Reducerea incertitudinii de măsurare a emisiilor radiate prin comparații interlaboratoare va face obiectul unor activități viitoare.

În sub-capitolul 2.4 am prezentat utilizarea unui DUT din domeniul Automotive pentru compararea diferitelor scenarii privind testarea emisiilor conduse. Am prezentat un studiu de caz privind metode concepute pentru reducerea nivelurilor de emisii conduse astfel încât cerințele clientului să fie satisfăcute și am prezentat soluții concrete pentru a realiza acest lucru (prin eliminarea condensatoarelor mecanice am obținut cele mai mici niveluri pentru emisiile conduse).

În sub-capitolul 2.5 am prezentat utilizarea unei tehnici de scanare în câmp apropiat pentru rezolvarea problemelor de interferență electromagnetică - EMI (în special pentru testele de emisii radiate - RE). Am prezentat instrumentul EMSCAN utilizat pentru măsurători în câmp apropiat, precum și modul în care l-am configurat și utilizat.

În final, am prezentat un studiu de caz în care producția unui echipament electronic (ACU) a fost oprită pe baza faptului că acesta nu a trecut testele RE în urma modificării layout-ului și introducerii unor noi componente. Am început cu o măsurătoare de câmp depărtat într-o cameră semi-anechoică, care a fost un test eșuat. Pentru a găsi sursa perturbației, am investigat DUT-ul cu instrumentul prezentat de scanare în câmp apropiat, pentru a găsi o soluție rapidă și pentru a reduce timpul de oprire a producției.

Prin utilizarea metodelor de scanare în câmp apropiat spațiale și spectrale, am obținut o soluție pentru a reduce nivelurile RE. De asemenea, în această investigație am folosit sonde portabile pentru a avea o rezoluție mai mare în anumite puncte și pentru a obține informații asupra câmpului apropiat în punctele în care instrumentul de scanare din câmpul apropiat nu poate fi utilizat (mai mult de 1,5 cm distanță față de PCB). Testul final, care confirmă validitatea soluției propuse, a fost efectuat în camera semi-anechoică și a condus la un rezultat pozitiv (test pass). Bazându-ne pe această tehnică combinată de scanări în câmp apropiat și depărtat, am reușit să ajutăm echipa de proiect să deblocheze procesul de producție și să reducă considerabil timpul în care produsul ajunge pe piață.

În sub-capitolul 2.6 am prezentat și am experimentat o metodă pentru validarea camerei ALSE (semi-anechoică). Am sintetizat aspectele relevante din standardul CISPR 25 (Anexa J) și am prezentat și motivat metoda aleasă - MLW (Modelled Long-Wire).

Măsurătorile au fost efectuate cu o configurație normală ALSE, utilizând antenele monopol, biconică și log-periodică. Tehnicile de remediere a defectelor camerei au fost aplicate în gama de frecvențe a antenei monopol deoarece, inițial, au fost găsite prea multe vârfuri de câmp în afara limitelor acceptate. Au fost identificate probleme în gama de frecvență 0.15 - 30 MHz apărute din cauza fluctuației potențialului planului de masă, ceea ce a dus la apariția unor rezonanțe. Ca soluții propuse și testate de îmbunătățire a rezultatelor amintim: creșterea numărului de puncte în care masa metalică se leagă la masa camerei de testare (pentru a reduce numărul de frecvențe de rezonanță) și plasarea unor piramide absorbante sub planul de masă pentru a reduce factorul de calitate al incintei, Q.

După prima validare ALSE, radiatorul a fost trimis la alte 3 laboratoare pentru comparație. Datele măsurate au fost comparate cu valorile de referință obținute prin simulare cu metoda momentelor (MoM). Rezultatele obținute au fost similare și în acord în toate camerele ALSE, cu excepția măsurătorilor cu antena monopol. Acest fapt a fost un indiciu că metoda de validare implementată are o bună reproductibilitate și poate fi utilizată în viitor pentru validarea ALSE în alte laboratoare.

Măsurarea imunității la perturbații radiate este unul dintre testele importante în compatibilitatea electromagnetică din industria Automotive. În capitolul 3, s-a abordat problematica legată de o configurație de măsurare utilizată în cadrul testelor de imunitate radiată. În sub-capitolul 3.2 am prezentat concept-cheie pentru testarea imunității. Am efectuat un test de imunitate radiată pe un DUT din domeniul Automotive, pentru a evalua performanțele sale în prezența unui câmp electromagnetic, în interiorul unei camere semi-anechoice și am prezentat rezultatele măsurătorilor obținute cu două tipuri diferite de antene existente în laboratorul nostru: antena log-periodică și antena horn. Pe baza acestor rezultate, am stabilit metode realiste de calibrare și proceduri de testare cu o fiabilitate îmbunătățită, deoarece parametrii echipamentului au fost cunoscuți prin măsurare și nu numai prin datele date de producător.

De asemenea, într-un test pentru transmițătoare portabile, s-a arătat cum deviațiile de la valorile nominale ale setărilor echipamentelor influențează rezultatele testelor. Standardul general care descrie testele de imunitate de acest tip este ISO 11452. În sub-capitolul 3.3 am prezentat rezultatul unei comparații între două cuploare direcționale, pentru a vedea care dintre ele se potrivește mai bine acestei aplicații.

Am măsurat, de asemenea, VSWR și am ridicat diagramele Smith corespunzătoare pentru trei antene elicoidale utilizate în mod obișnuit la testarea imunității, pentru a vedea dacă acestea corespund valorilor nominale furnizate de producător. În cele din urmă, am făcut teste cu cele două cuploare direcționale și cu cele trei antene în vederea stabilirii configurației optime a echipamentelor. Am ajuns la concluzia că cea mai bună soluție este folosirea unui cuplor Werlatone pentru a obține rezultate mai realiste. Am demonstrat necesitatea de a ne baza pe parametrii măsurați ai echipamentelor în locul valorilor nominale, pentru a evita potențiale rezultate falsificate de către echipamentul utilizat în testele de imunitate.

În final, am evaluat imunitatea semnalului DVB la interferențe externe, problematică ce devine pe zi ce trece tot mai importantă în Automotive ca urmare a dotării tot mai sofisticate a automobilelor cu echipament de comunicații. Am efectuat unele măsurători și comparații între semnalul DVB-T și semnalul DVB-C de lățime de bandă de 8 MHz supuse unor semnale de interferență FM și TV analogic (ATV) și am concluzionat că, în toate cazurile, interferatorul AWGN (Aditive White Gaussian Noise) reprezintă o limită superioară, ducând la o mai gravă deteriorare a BER (Bit Error Rate) în comparație cu celelalte semnalele testate, pentru aceeași putere de interferență injectată.

În sub-capitolul 3.4 am testat efectele semnalelor CW, FM și TV analogic asupra canalelor DVB-T și DVB-C când acestea acționează ca un zgomot aditiv și am comparat efectul acestora cu un zgomot gaussian de aceeași putere. Prima concluzie este că, pentru aceeași putere injectată în canal, zgomotul Gaussian duce la cea mai substanțială deteriorare a SNR. În timpul experimentelor am observat că, datorită multiplexării OFDM, canalul DVB-T se comportă diferit față de canalul DVB-C: o împrăștiere a spectrului prin modulare scade BER, DVB-C este mai sensibil la modulare, dar prezintă o imunitate mai mare față de semnalele CW. În cazul semnalului DVB-T, efectul interferatorului ATV poate fi asemănat cu un interferator CW, și în cazul DVB-C un interferator ATV este mai aproape de zgomotul Gaussian.

În toate cazurile, interferatorul AWGN reprezintă o limită superioară, ducând la cea mai gravă deteriorare BER față de celelalte semnale testate, pentru aceeași putere de interferență injectată. În concluzie, referitor la constelații, interferatorul este clar vizibil dacă ATV este nemodulat și se împrăștie în jurul constelației dacă se folosește modulația.

Capitolul 4 este structurat în două părți: prima parte descrie o aplicație a structurilor electromagnetice periodice – metamateriale - o cutie metalică folosită la ecranarea unor circuite și cea de-a doua parte descrie un cuplor direcțional construit pe baza proprietăților metamaterialelor.

În prima parte, am propus o soluție pentru suprimarea modurilor de cavitate rezonantă în cutiile metalice concepute pentru a proteja circuitele de înaltă frecvență. Această soluție s-a bazat pe tehnologia metamaterialelor și a prezentat noua caracteristică a funcționării începând cu frecvența zero (dc). Scopul construcțiilor de acest fel este înlocuirea materialelor cu pierderi folosite în trecut la atenuarea modurilor de cavitate cu structuri fără pierderi, în cazul acestor metamateriale. În funcție de parametrii geometrici și de material ai elementelor

constructive utilizate, lățimea de bandă operațională obținută a fost mai mare de 10 GHz. Am evaluat proprietățile structurii propuse atât din punct de vedere al metamaterialelor, adică prin analiza propriu-zisă a unei repetări periodice infinite a celei unitate, cât și luând în considerare două exemple de aplicare a unei versiuni finite a structurii închise într-o cutie metalică cu circuitul care trebuie să fie protejat. Cele două abordări s-au dovedit a fi consecvente. Soluția propusă poate fi aplicată pentru ecranarea circuitelor care ocupă un loc apropiat de axa cutiei, în paralel cu direcția fluxului de semnal.

În a doua parte, am exploatat posibilitatea de a elabora structuri periodice cu bandă electromagnetică interzisă - EBG, care pot fi folosite ca ecrane la realizarea unui cuplor direcțional destinat testării aferente Compatibilității Electromagnetice. Originalitatea soluției propuse constă în faptul că ecranele funcționează în joasă frecvență, începând de la frecvența zero (dc), spre deosebire de soluțiile existente în literatura de specialitate, care funcționează într-o bandă între două frecvențe diferite de zero.

Am prezentat rezultatele obținute asupra parametrilor S simulați cu ajutorul CST Microwave Studio, care demonstrează funcționarea structurii. Am realizat studii parametrice pentru a îmbunătăți funcționarea cuplorului. Și această nouă structură a fost evaluată conform procedurilor aferente metamaterialelor (calcularea diagramei de dispersie). Nu am urmărit optimizarea parametrilor cuplorului, ci doar demonstrarea fezabilității conceptului. Studiul parametric în vederea furnizării unor date de proiectare va face obiectul unor cercetări viitoare.

În final, cuplorul direcțional a fost realizat practic, parametrii S ai săi au fost măsurați cu un analizor de rețea, iar prin comparația rezultatelor practice cu rezultatele simulării s-a obținut o bună corespondență.

5.2 Contribuții proprii

În cadrul programului doctoral am studiat 116 titluri bibliografice și de asemenea am publicat 2 articole în reviste ISI (unul dintre ele fiind acceptat spre publicare la o revistă ISI Q1 – IEEE Access), 16 articole la conferințe indexate ISI Proceedings, 7 articole acceptate spre publicare la conferințe indexate ISI anterior, 2 articole în reviste BDI și 1 articol la conferințe indexate BDI. Doresc să remarc faptul că un articol din cadrul tezei a fost citat în IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility (revistă ISI indexată Q3). Enumăr mai jos contribuțiile proprii aduse în această teză.

În capitolul introductiv:

- Am prezentat și comentat aspecte relevante din cele două standarde care sunt folosite cu precădere în domeniul Compatibilității Electromagnetice a autovehiculelor rutiere: CISPR 25 și ISO 11452.
- Am prezentat și comentat următoarele metode de testare din standardul CISPR 25: testele de emisii radiate (cu Absorber Lined Shielded Enclosure și Stripline), sub-capitolul 1.3, testele de emisii conduse prin metoda tensiunii (sub-capitolul 1.4) și cele de emisii conduse cu sondă de curent (sub-capitolul 1.5).
- De asemenea, am descris, din standardul ISO 11452, părțile ISO 11452-2 (Absorber Lined Shielded Enclosure), sub-capitolul 1.7, ISO 11452-4 (Bulk Current Injection) sub-capitolul 1.8 și ISO 11452-5 (Stripline), sub-capitolul 1.9.

În capitolul 2:

- Am prezentat și comentat principalele teste de Compatibilitate Electromagnetică privind emisiile radiate și conduse care se realizează în industria Automotive și am realizat un studiu bibliografic la începutul fiecărui sub-capitol.
- În locul unei prezentări teoretice generale, ușor de găsit în literatura de specialitate, am ales descrierea și comentarea testelor concrete la care am luat parte, precum și evaluarea lor din diferite puncte de vedere ținând de incertitudine și repetabilitate.
- Am prezentat totodată contribuțiile proprii aduse până în prezent în legătură cu această problematică:
 - configurarea setup-ului de test bazat pe date măsurate cu antene diferite, măsurători efectuate pentru a determina care dintre antene se potrivește mai bine în aplicația dată;
 - prezentarea echipamentelor principale utilizate pentru testarea conform standardului general pentru testarea emisiilor radiate CISPR 25 și elaborarea configurației de măsurare pe baza măsurătorilor efectuate anterior care au evaluat performanțele echipamentului (de exemplu, ale antenelor);
- În sub-capitolele 2.2 și 2.3 este descris, studiat și ameliorat un setup de măsurători pentru emisiile radiate produse de la un modul din automobil. De asemenea, sunt investigate diferențele care apar atunci când se utilizează antene de măsurare diferite și camere semi-anechoice diferite în testele de emisii radiate efectuate asupra aceluiași DUT; a fost realizată, de exemplu, o comparație între factorii de antenă ai antenelor biconică și log-periodică și între log-periodică și horn.
- În sub-capitolul 2.4, am prezentat și comentat câteva studii de caz și am investigat diferite metode care pot fi utilizate pentru reducerea nivelurilor de emisii conduse (CE): conectarea de condensatoare cu valori între 10 și 220 nF pe șuruburile din mijlocul, stânga și dreapta PCB-ului (șuruburile prin care se leagă carcasa metalică de PCB); eliminarea condensatoarelor mecanice și de asemenea, înlocuirea bobinelor folosite cu unele ecranate.
- Tot în cadrul capitolului 2, în sub-capitolul 2.5, am prezentat o tehnică de scanare în câmp apropiat pentru a ghida găsirea de soluții de reducere a nivelurilor emisiilor radiate astfel încât să se reducă timpul de comercializare a produsului; am prezentat rezultate de măsurare în câmp îndepărtat și în câmp apropiat, precum și soluțiile de reducere a radiațiilor electromagnetice ale produsului.
- În cele din urmă, în sub-capitolul 2.6 este prezentată și discutată o metodă de validare a camerei semi-anechoice în care se desfășoară testele de emisii, iar rezultatele sunt comparate cu cele obținute în alte laboratoare.
- A fost prezentată și folosirea tehnicilor de depanare a camerei în gama de frecvențe a antenei monopol, deoarece, inițial, în afara limitelor acceptate au fost găsite prea multe vârfuri de câmp electromagnetic.

În capitolul 3:

- În sub-capitolul 3.2 am prezentat și comentat concepte-cheie pentru testarea imunității echipamentelor electronice din industria Automotive la radiații electromagnetice. Am început cu definirea imunității și am continuat cu lanțul echipamentelor utilizate pentru testare în conformitate cu standardul ISO 11452-2. Am ales ca punct de plecare un test de imunitate radiată pe un DUT din domeniul Automotive, pentru a evalua performanțele sale în prezența unui câmp electromagnetic, în interiorul unei camere semi-anechoice.
- Am prezentat rezultatele măsurărilor obținute cu două tipuri diferite de antene existente în laboratorul nostru: antena log-periodică și antena horn. Pe baza acestor rezultate, am stabilit metode realiste de calibrare și proceduri de testare cu o fiabilitate îmbunătățită, deoarece parametrii echipamentului au fost cunoscuți prin măsurare și nu numai prin datele date de producător.
- În sub-capitolul 3.3 am prezentat câteva concepte-cheie pentru testarea imunității echipamentelor electronice din dotarea autovehiculelor moderne la emisiile transmițătoarelor portabile. Am început cu prezentarea procedurii utilizate pentru testare, bazate pe standardul ISO-11452-9. După aceea, am făcut o comparație între două cuploare direcționale, pentru a vedea care dintre ele se potrivește mai bine acestei aplicații.
- Am măsurat, de asemenea, VSWR și am ridicat diagramele Smith corespunzătoare pentru trei antene elicoidale utilizate în mod obișnuit la testarea imunității pentru a vedea dacă acestea corespund valorilor nominale furnizate de producător. În cele din urmă, am făcut teste cu cele două cuploare direcționale și cu cele trei antene și am ajuns la concluzia că este recomandabilă folosirea unui cuplor Werlatone pentru a obține rezultate mai realiste.
- Am demonstrat necesitatea de a ne baza pe parametrii măsurați ai echipamentelor în locul valorilor nominale din specificațiile producătorilor, pentru a evita potențiale rezultate falsificate ale testelor de imunitate.
- În sub-capitolul 3.4 am testat efectele semnalelor CW, FM și TV analogic (ATV) asupra canalelor DVB-T și DVB-C, când acestea acționează ca zgomot aditiv. Am realizat curbe BER vs. SIR în cele trei cazuri.
- Am prezentat spectrul unui semnal DVB-T interferat cu un semnal ATV având aceeași putere a canalului (puterea în canal a semnalului DVB-T este egală cu puterea în canal a interferatorului ATV). Am ilustrat de asemenea impactul unui interferator ATV nemodulat și modulat asupra constelației 64QAM DVB-T.

În capitolul 4:

- În sub-capitolul 4.2 am prezentat o soluție pentru suprimarea modurilor de cavitate rezonantă în cutiile metalice concepute pentru a proteja circuitele de înaltă frecvență. Această soluție s-a bazat pe tehnologia metamaterialelor și a prezentat noua caracteristică a funcționării începând cu dc. În funcție de parametrii geometrici și ai materialelor, lățimea de bandă operațională ar putea fi mai mare de 10 GHz.
- Am evaluat proprietățile structurii propuse atât din perspectiva metamaterialelor, adică prin analiza propriu-zisă a unei repetări periodice infinite a celei unitate cât și luând în considerare două exemple de aplicare a unei versiuni finite a structurii închise într-o cutie metalică cu circuitul care trebuie să fie protejat.
- În sub-capitolul 4.3 am exploatat posibilitatea de a elabora structuri periodice cu EBG, care pot fi folosite ca ecrane la realizarea unui cuplor direcțional destinat testării aferente Compatibilității Electromagnetice. Originalitatea soluției constă în faptul că ecranale funcționează în joasă frecvență, începând de la frecvența zero (dc), spre deosebire de soluțiile prezentate în literatură, care funcționează între două frecvențe diferite de zero.
- În sub-capitolul 4.3.2 am prezentat rezultatele obținute în ceea ce privește parametrii S simulați cu ajutorul CST Microwave Studio, care demonstrează funcționarea structurii.
- În sub-capitolul 4.3.3 am prezentat rezultatele unor studii parametrice efectuate pentru a testa și eventual îmbunătăți funcționarea cuplorului: eliminarea unor rânduri de celule unitate, introducerea unor discontinuități, și folosirea unei singure linii coaxiale cu mai multe celule unitate în interiorul cutiei.
- Și această nouă structură a fost evaluată conform procedurilor aferente metamaterialelor (calcularea diagramei de dispersie, sub-capitolul 4.3.5): celulă unitate, celulă unitate și un conductor metalic și celulă unitate și două conductoare metalice, pentru a acoperi toate configurațiile prezentate anterior.
- În final, în subcapitolul 4.3.6, am descris cum cuplorul direcțional a fost realizat practic, parametrii S ai săi au fost mășurați cu un analizor de rețea, iar prin comparația rezultatelor practice cu rezultatele simulării s-a putut observa o bună corespondență.

BIBLIOGRAFIE

1. International Standard CISPR 25, "Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers", 3.0 ed. 2008.
2. C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility: Second Edition.*, JOHN WILEY & SONS, INC., Hoboken, New Jersey 2006.
3. A. Schwab, W. Kurner, *Electromagnetic Compatibility*, București: AGIR, 2013 (jn Romanian translated from German).
4. DH. W. Ott, *Electromagnetic Capability Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2009.
5. ISO 11452-1:2005 Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy: International Standardization Organisation, 2005, Part 1: General principles and terminology.
6. ISO 11452-2:2004 Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy: International Standardization Organisation, 2004, Part 2: Absorber-Lined Shielded Enclosure.
7. ISO 11452-4:2011 Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy: International Standardization Organisation, 2011, Part 4: Harness excitation methods.
8. ISO 11452-5:2002 Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy: International Standardization Organisation, 2002, Part 5: Stripline.
9. A. SILAGHI, E. Tolan, A. De Sabata, A. Buta, „Measurement of radiated emissions from an automotive cluster”, Electronics and Telecommunications (ISETC), 2016 12th IEEE International Symposium on, 27-28 Oct 2016, Timisoara, Romania, pp. 21-24, 2016.
10. CuiQiang, Lu Yinghua, „The Influence of Different Measurement Antennas on the Radiated Emission Measurement”, Electronics, Communications and Control (ICECC), 2011 International Conference on, 9-11 Sept. 2011, Ningbo, China, pp. 4010 - 4014, 2011.
11. P.A. Beekman, „The Influence of Positioning Tables on the Results of Radiated EMC Measurements”, Electromagnetic Compatibility, 2001. EMC. 2001 IEEE International Symposium on (Volume:1), 13 Aug 2001-17 Aug 2001, Montreal, Quebec, Canada, pp. 280 - 285 vol.1, 2001.
12. M. O'Hara, P. Miller, M. Wyatt, „Sources of Variability in Semi-Anechoic Chamber Radiated Emissions Measurement”, Electromagnetic Compatibility, 1999. EMC York 99. International Conference and Exhibition on (Conf. Publ. No. 464), York, Great Britain, pp. 53 - 58, 1999.
13. D. Schneider, S. Tenbohlen, W. Köhler, „Pre-compliance test method for radiated emissions of automotive components using scattering parameter transfer functions”, Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on, Rome, Italy, pp. 1 - 6, 2012.

14. D. Schneider, M. Böttcher, S. Tenbohlen and W. Köhler, „Pre-Compliance Test Method for Radiated Emissions with Multiple Segment Transfer Functions”, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2013 IEEE International Symposium on*, 5-9 Aug. 2013, Denver, USA, pp. 605 – 610, 2013.
15. Zoyousefein, Ayaz Ghorbani, „Design of a new emission-security standard for radiated emission EMC test”, *Research and Development (SCOREd), 2009 IEEE Student Conference on*, UPM Serdang, Malaysia, 16-18 Nov. 2009, pp. 513 – 516, 2009.
16. Qin Yu, „Radiated Spurious Emissions Measurement by Substitution Method”, *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2010 IEEE International Symposium on*, 25-30 July 2010, Fort Lauderdale, USA, pp. 159 – 164, 2010.
17. Semi-anechoic chamber: http://www.emc-partner.fr//chambre_CEM.pdf (May, 02, 2016).
18. <https://www.feko.info/applications/modelling-analysis-of-anechoic-chambers/modelling-analysis-of-anechoic-chambers> (May, 13, 2016).
19. A. SILAGHI, C. Balan, E. Tolan, A. De Sabata, „The influence of measurement setups in radiated emissions testing”, *Engineering of Modern Electric Systems (EMES), 2017 14th International Conference on*, 1-2 June 2017, Oradea, Romania, pp. 220-223, 2017.
20. A. SILAGHI, A. De Sabata, F. Alexa, A. Buta, S. Baderca, „Measurement of radiated immunity in the automotive industry: Key concepts”, *Electronics and Telecommunications (ISETC), 2016 12th IEEE International Symposium on*, 27-28 Oct 2016, Timisoara, Romania, pp. 25-28, 2016.
21. T. Burghart, H. Rossmannith, G. Schubert, „Evaluating the RF-emissions of automotive cable harness”, *2004 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 9-13 Aug. 2014, Silicon Valley, USA, vol.3, pp.787-791, 2004.
22. H. Li, „Investigation into the radiated emission test according to CISPR 25 ALSE method”, *2005 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC 2005*, 8-12 Aug. 2005, Chicago, USA, vol.2, pp. 400-403, 2005.
23. F. Lafon, J. Davalan, R. Dupendant, „Interlaboratory-comparison between CISPR 25 chambers, identification of influent parameters and analysis by 3D simulation”, *Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2015 Asia-Pacific Symposium on*, 26-29 May 2015, Taipei, Taiwan, pp. 71 – 74, 2015.
24. C. Fanning, „Improving monopole radiated emission measurement accuracy; RF chamber influences, antenna height and counterpoise grounding (CISPR 25 & MIL-STD-461E vs. Mil-STD-461F)”, *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 17-21 Aug.2009, Austin, USA, pp. 103-108, 2009.
25. J. Jia, D. Rinas, S. Frei, „An alternative method for measurement of Radiated Emissions according to CISPR 25”, *2013 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2-6 Sept.2013, Brugge, Belgium, pp. 304-309, 2013.
26. **A. SILAGHI**, A. Buta, S. Baderca, A. De Sabata, „Methods for reducing Conducted Emissions levels”, *22nd IMEKO TC4 International Symposium*

- and 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing 2017, 14-15 September 2017, Iasi, Romania, 2017, pp. 352-355.
27. http://www.egr.msu.edu/em/research/goal/notes/module11_conducted.pdf.
 28. K.P. Slattery, „A study of the repeatability of conducted RF emissions”, *Electromagnetic Compatibility, 1995 Symposium Record, IEEE International Symposium on*, 14-18 Aug. 1995, Atlanta, USA, pp. 323-326, 1995.
 29. M. O'Hara, J. Colebrooke, „Automotive EMC Test harnesses: standard lengths and their effect on conducted emissions”, *Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC'03. 2003 IEEE International Symposium on*, 11-16 May 2003, Istanbul, Turkey, pp.233-236, 2003.
 30. H. Rebholz, S.Tenbohlen, „Influence of Automotive Harnesses on Conducted Emissions”, *Electromagnetic Compatibility, 2009 20th International Zurich Symposium on*, 12-16 Jan. 2009, Zurich, Switzerland, pp. 237-240, 2009.
 31. H. Funato, T. Suga, „An investigation on the reduction technique of radiated emissions from chassis with PCB”, *2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 18-22 Aug. 2008, Detroit, USA, pp. 1-6, 2008.
 32. F. Galtie, C. Marot, „Spread Spectrum Cloaking applied to Charge Pump for Conducted Emissions improvement in Automotive”, *Electromagnetic Compatibility and 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2008. APEMC 2008. Asia-Pacific Symposium on*, 19-23 May 2008, Singapore, Singapore, pp. 267-270, 2008.
 33. International Standard CISPR 25, “Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics”, 2.0 ed. 2002.
 34. A. SILAGHI, R. Aipu, A. De Sabata, P. M. Nicolae, „Near-field scan technique for reducing Radiated Emissions in Automotive EMC: A Case Study”, *2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC 2018)*, 14-18 May 2018, Singapore, Singapore, 2018, pp. 831-836.
 35. D. Baudry, F. Bicrel, L. Bouchelouk, A. Louis, B. Mazari, P. Eudeline, „Near-field techniques for detecting EMI sources”, *Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on*, 9-13 August 2004, Silicon Valley, USA, pp. 11-13, 2004.
 36. J. Shi, M. Cracraft, J. Zhang, R. DuBroff, K. Slattery, „Using near-field scanning to predict radiated fields”, *Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on*, 9-13 August 2004, Silicon Valley, USA, pp. 14-18, 2004.
 37. X. Dong, S. Deng, T. Hubing, D. Beetner, „Analysis of chip-level EMI using near-field magnetic scanning”, *Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on*, 9-13 August 2004, Silicon Valley, USA, pp. 174-177, 2004.
 38. D. Rinas, S. Niedzwiedz, J. Jia, S. Frei, „Optimization methods for equivalent source identification and electromagnetic model creation based on near-field measurements”, *EMC Europe 2011 York*, 26-30 September 2011, York, Great Britain, pp.298-303, 2011

39. S. Kuehn, M. Wild, M. Gomez, E. Grobbelaar, P. Sepan, B. Kochali, A. Fuchs, J. Lienemann, N. Kuster, „EMC/EMI near-field testbed for EM phasor measurements using active optical sensors”, *Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2015 Asia-Pacific International Symposium on*, 26-29 May 2015, Taipei, Taiwan, pp.402-405, 2015.
40. J. Li, X. Wei, L. Gao, Y. Shu, „An effective equivalent radiation source based on near-field scanning for electromagnetic interference estimation”, *Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2017 Asia-Pacific Int. Symp. on*, 20-23 June 2017, Seoul, South Korea, pp. 315-317, 2017.
41. T. Rybak, M. Steffka, *Automotive Electromagnetic Compatibility*, Kluwer Academic Publishers, USA, 2004.
42. EMxpert EHX User manual v5.0.6.1-10.15.
43. A. Buta, A. De Sabata, A. SILAGHI, C. Iftode, L. Matekovits, „Applications of a Frequency Selective Surface based on a Combination of the Jerusalem cross and circular ring”, *2018 International Conference on Communications (COMM 2018)*, 14-16 June 2018, Bucharest, Romania, 2018, pp. 239-242.
44. L. Matekovits, A. De Sabata, A. SILAGHI, „Frequency Selective Surface with Two Quasi-Independent Notch Frequencies”, *IEEE Access 2019* (acceptată spre publicare).
45. B. Archambeault, Predicting „EMI emission levels using EMSCAN”, *Electromagnetic Compatibility, 1993. Symposium Record., 1993 IEEE International Symposium on*, 9-13 August 1993, Dallas, USA, pp. 48-50, 1993.
46. C. Rostamzadeh, „Investigation of conducted immunity and spatial distribution of RF currents for a 2-sided PCB”, *Electromagnetic Compatibility, 2008. EMC 2008. IEEE International Symposium on*, 18-22 August 2008, Detroit, USA, pp. 1-5, 2008.
47. K. Smart, T. Aubrey, „Evaluation of a magnetic near field scanner”, *Microwave Conference 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 7-10 December 2009, Singapore, Singapore, pp. 413-416, 2009.
48. H. Fan, „Far field radiated emission prediction from magnetic near field magnitude-only measurements of PCBs by Genetic Algorithm”, *Electromagnetic Compatibility, 2009. EMC 2009. IEEE International Symposium on*, 17-21 August 2009, Austin, USA, pp. 321-324, 2009.
49. K. Wyatt, 2017 EMC Pre-compliance test guide, Interference technology: www.interferencetechnology.com.
50. P.M. Nicolae, I.D. Nicolae, R.A. Aipu, „Some Considerations Concerning Radiated Emissions Produced by a Board Display”, in *Annals of University of Craiova, Electrical Engineering Series*, no. 40, 2016, pp. 60-65.
51. A. SILAGHI, R. Aipu, A. De Sabata, F. Alexa, „Absorber Lined Shielded Enclosure Chamber Validation”, *2018 13th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2018)*, 8-9 November 2018, Timisoara, Romania, 2018.
52. T.W. Kang, Y.C. Chung, S. Won, H. Kim, „Interlaboratory comparison of radiated emission measurements using a spherical dipole”, *IEEE Proceedings - Science, Measurement and Technology (Volume: 148, Issue: 1, Jan 2001)*, pp. 35-40, vol.148, 2001.

53. F. Bongartz, J. Deckers, M. Heina, H. Hirsch, J. Mooser, J. Nickel, M. Seiger, „Proposal for the Validation of Absorber Lined Shielded Enclosures for CISPR 25 Emissions Tests”, *Electromagnetic Compatibility*, 2009. EMC 2009. IEEE International Symposium on, 17-21 August 2009, Austin, USA, pp. 116-120, 2009.
54. S. Baisakhiya, A. Albin, B. Subbarao, „Interlaboratory comparison of radiated emissions measurement”, *Electromagnetic Interference & Compatibility*, 2008. INCEMIC 2008. 10th International Conference on, 26-27 November 2008, Bangalore, India, pp. 283-285, 2008.
55. S. Okuyama, K. Osabe, K. Tanakajima, H. Muramatsu, „Improvement of radiated emissions measurement reproductibility by VHF-LISN - Interim Results of International Inter-Laboratory Comparison”, *Electromagnetic Compatibility*, Tokyo (EMC'14/Tokyo), 2014 International Symposium on, 12-16 May 2014, Tokyo, Japan, pp. 255-258, 2014.
56. A. Maeda, S. Kobayashi, R. Watanabe, „Development of artifact for inter-laboratory comparison for the purpose of improving reproducibility of radiated emissions test”, *Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, 2015 Asia-Pacific Symposium on, 26-29 May 2015, Taipei, Taiwan, pp. 600-603, 2015.
57. C. Carobbi, A. Bonci, M. Cati, C. Panconi, M. Borsero, G. Vizio, „Design, Preparation, Conduct, and result of a Proficiency Test of Radiated Emission Measurements”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, issue 6, pp. 1251-1261, 2014.
58. C. Carobbi, A. Bonci, M. Cati, C. Panconi, M. Borsero, G. Vizio, „Experience on Proficiency Testing in Italy with emphasis on radiated emissions measurements from 30 MHz to 1 GHz”, *Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2015 IEEE International Symposium on, 16-22 August 2015, Dresden, Germany, pp. 473-478, 2015.
59. F. Lafon, J. Davalan, R. Dupendant, „Interlaboratory-comparison between CISPR 25 chambers, identification of influent parameters and analysis by 3D simulation”, *Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, 2015 Asia-Pacific Symposium on, 26-29 May 2015, Taipei, Taiwan, pp. 71 – 74, 2015.
60. F. Lafon, R. Dupendant, J. Davalan, C. Chevriau, „Identification and study of influential parameters in CISPR 25 Radiated emissions test setup by interlaboratory measurements and 3-D Simulation combined analysis”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.58, issue 5, pp. 1398-1406, 2016.
61. CISPR 25 Annex J, ALSE Performance Validation 150 kHz – 1 GHz, 2014.
62. Heri Rakouth, Clane Cammin, Luke Comstock and Joseph Ruiz, „Automotive EMC: Key Concepts for Immunity Testing”, 2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 9-13 July 2007, Honolulu, USA, pp. 1-7, 2007.
63. Holger Streitwolf, Ralf Heinrich, Heinz-Günther Behnke, Lothar Dallwitz, Uwe Karsten, „Comparison of radiated immunity tests in different EMC test facilities”, *Electromagnetic Compatibility*, 2007. EMC Zurich 2007. 18th International Zurich Symposium on, 24-28 Sept. 2007, Munich, Germany, pp. 229 – 232, 2007.
64. I.E. Noble, *Electromagnetic compatibility in the automotive environment*, IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology, Vol. 141, No. 4, pp. 252 – 258, Jul 1994.

65. E. L. Bronaugh, J. D. M. Osburn, „Whole-vehicle radiated EMI immunity tests in automotive EMC: establishing and calibrating the test field”, *Electromagnetic Compatibility*, 1992., Eighth International Conference on, 21-24 Sep 1992, Edinburgh, Scotland, pp. 39-42, 1992.
66. Jean-Roger K. Kuvedu-Libla, „Radiated Immunity Tests of Automotive EMC Challenge Vehicle Active Antenna Designs”, 2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 18-22 Aug. 2008, Detroit, USA, pp. 1-6, 2008.
67. Y. Oguri, K. Ichikawa, „Simulation method for automotive electronic equipment immunity testing”, *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 17-21 Sept. 2012, Rome, Italy, pp.1-6, 2012.
68. S. Razavi, S. Miropolsky, S. Frei, „Measurement-based circuit modelling of conducted and radiated automotive immunity test”, 2014 *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1-4 Sept. 2014, Gothenburg, Sweden, pp. 1305-1310, 2014.
69. J. Mologni, J. Ribas, L. Amaral, J. Filho, G. Caixeta, „The significance of specific vehicle parts on automotive radiated immunity numerical simulations”, 2015 SBMO/IEEE MTT-S *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 3-6 Nov. 2015, Porto de Galinhas, Brazil, pp.1-6, 2015.
70. A. SILAGHI, A. De Sabata, M. Silaghi, „Testing Immunity to Portable Transmitters with Helical Antennas: Key concepts”, 2016 IEEE 22nd *International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME 2016)*, 20-23 October 2016, Baile Felix, Oradea, Romania, 2016, pp. 270-273.
71. ISO 11452-9: 2012 Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy: *International Standardization Organisation*, 2012, Part 9 Portable Transmitters.
72. J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas for all applications*, Third Edition, New York: McGraw-Hill, c2002., vol. 1, 2002.
73. W.Fischer, *Digital Video and Audio Broadcasting Technology: A practical Engineering Guide (Signals and Communication Technology)*, Springer, Third Edition, 2010.
74. T.Petrița, A. Mihăiuiți, „Comb Generator for Measurement Receiver Test”, *Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara*, Tom 50(64), Fascicola 1, Timisoara, 2005
75. DVB-T Factsheet, <http://www.dvb.org>
76. DVB-T Factsheet, <http://www.dvb.org>
77. DVB Project Factsheet, <http://www.dvb.org>.
78. DVB-C Factsheet, <http://www.dvb.org>
79. DVB-C2 Factsheet, <http://www.dvb.org/>
80. D. Wiecek, „Analysis of Compatibility between digital television DVB-T and radio astronomy sharing the same frequency band: 608-614 MHz”, 1999 IEEE *International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record*, 2-6 Aug. 1999, Seattle, USA, vol.1, pp. 181-184, 1999.
81. K. Hardin, R. Oglesbee, F. Fisher, „Investigations into the interference potential of spread-spectrum clock generation to broadband digital

- communications", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 45, issue 1, pp. 10-21, 2003.
82. M. Stecher, „Possible effects of spread-spectrum-clock interference on wideband radiocommunication services“, 2005 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2005. EMC 2005, 8-12 Aug. 2005, Chicago, USA, vol.1, pp. 60-63, 2005.
83. N. Koch, „EMC-influences on Digital Broadcasting Services in Vehicular Environments“, 2009 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, 12-16 Jan.2009, Zurich, Switzerland, pp. 209-212, 2009.
84. H. Slim, C. Hoffmann, S. Braun, P. Russer, „A novel multichannel amplitude probability distribution for a time-domain EMI measurement system according to CISPR 16-1-1“, 10th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 26-30 Sept. 2011, York, Great Britain, pp. 22-25, 2011.
85. www.Ecodocdb.dk/download/2ca5fcbd-4090/ERCREP025.pdf.
86. R. Zielinski, "EMC analysis between fixed service and broadcasting satellite service in the band 10.7-11.7 GHz system component models", 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1-4 Sept. 2014, Gothenburg, Sweden, pp. 1063-1068, 2014.
87. K. Wiklundh, K. Fors, P. Holm, „The risk of coexistence problems between DAB and DVB-T2 and military services at the 225-240 MHz band“, 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC),16-22 Aug. 2015, Dresden, Germany, pp. 183-188, 2015.
88. Carlson, A. B., & Crilly, P. (2009). *Communication Systems*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math; 5th edition.
89. ETR 290-DVB; Measurement guidelines for DVB Systems,http://www.etsi.org/deliver/etsi_etr/200_299/290/01_60/etr_290e01p.pdf
90. M. Hwang, M. Ahn et al., "A Multi-Mode Multi-band CMOS Direct-Conversion Mobile-TV Tuner for DVB-H/T and T-DMB/DAB Applications", 2008 IEEE Symposium on VLSI Circuits, 18-20 June 2008, Honolulu, USA, pp. 94-95, 2008.
91. A. SILAGHI, T. Petrita, U. L. Rohde, M. Silaghi, „Performance of the reception of DVB signals in the presence of a communication signal interferer“, 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2014), 1-4 September 2014, Gothenburg, Sweden, 2014, pp.164-168.
92. A. SILAGHI, F. Alexa, T. Petrita, H. Silaghi, M. Silaghi, "DVB demodulation in presence of analogic interferer", 2014 11th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2014) , 14-15 November 2014, Timisoara, Romania, 2014,pp.1-4.
93. R. Shafik, M. Rahman, A. Islam, "On the Extended Relationship Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics", 2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering, 19-21 December 2006, Dhaka, Bangladesh, pp. 408-411, 2006.
94. D. Sievenpiper, L. Zhang, F. J. Boas, N. G. Alexopoulos, E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", IEEE Trans. MTT, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov. 1999.

95. T.-L.Wu, H.-H. Chuang, T.-K.Wang, "Overview of power integrity solutions on package and PCB: Decoupling and EBG Isolation", IEEE Trans. Electromag. Compat., vol. 52, no. 2, pp. 346 - 356, May 2010.
96. E. Rajo-Iglesias, A.U. Zaman, P.-S. Kildal, "Parallel-plate cavity mode suppression in microstrip circuit packages using slid of nails", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 20, no.1, pp. 31-33, Jan. 2010.
97. E. Rajo-Iglesias, E. Pucci, A. A. Kishk, P.-S. Kildal "Suppression of parallel plate modes in low frequency microstrip circuit packages using lid of printed zigzag wires," IEEE Microwave Wireless Comp. Lett., vol. 23, no. 7, pp. 359-361, 2013.
98. X-L. Yang, L. Zhang, Y.-S. Li, H. Jin,, P. Cheng, Y. Li, E.-P. Li, "A novel package lid using mushroom-type EBG structures for unintentional radiation mitigation", IEEE Trans. Electromagn. Compat, vol. 60, no. 6, pp. 1882-1888, Dec. 2018.
99. D.F. Williams, "Damping of resonant modes of a rectangular metal package", IEEE Trans. MTT, vol. 37, no. 1, pp. 253-256, Nov. 1989.
100. D.F. Williams, D.W. Paananen, "Suppression of resonant modes in microwave packages", Digest of International IEEE MTT Symp., Long Beach CA, 13-15 June, pp. 1263-1265, 1989.
101. A. De Sabata, L. Matekovits, "Reduced complexity biasing solution for switched parallel-plate waveguide with embedded active metamaterial layer", Journal of Electromagnetic Waves and Applications (JEMWA), vol. 26, no. 14/15, pp. 1828-1836, 2012.
102. A. De Sabata, L. Matekovits, A. SILAGHI, „Metamaterial based screening box working from DC up to GHz range“, 2015 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS 2015), 9-10 July 2015, Iasi, Romania, pp. 1-4, 2015.
103. L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures*, New York: Dover, 1953.
104. www.cst.com
105. L. Matekovits, A. De Sabata, M. Orefice, "Parametric study of a unit cell with elliptical patch for periodic structures with variable number of grounding vias", Proc. of the Fourth European Conf. on Antennas and Propagation, EUCAP, April 12-16, Barcelona , Spain, pp. 1-3, 2010.
106. L. Matekovits, A. De Sabata, "Application of a 2D electromagnetic band-gap structure with metal inclusions to signal integrity issues", Proc of. 11th International Symposium on Electronics and Telecommunications, Timisoara, Romania, Nov. 14-15, pp. 51-54, 2014.
107. D. Dawn, Y. Ohashi, T. Shimura, „A novel electromagnetic bandgap metal plate for parallel plate mode supression in shielded structures“, IEEE Microwave and Wireless components letters, vol. 12, issue 5, pp. 166-168, 2002.
108. S. Rogers, „Electromagnetic-bandgap layers for broadband supression of TEM modes in power planes“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, issue 8, pp. 2495-2505, 2005.
109. M. Silveirinha, C. Fernandes, J. Costa, „Electromagnetic Characterization of textured surfaces formed by metallic pins“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, issue 2, pp. 405-415, 2008.

110. P. Kildal, E. Alfonso, A. V. Nogueira, E. R. Iglesias, „Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates”, IEEE Antennas and Wireless Propagation letters, vol. 8, pp. 84-97, 2009.
111. P. Kildal, A. Zaman, E. R. Iglesias, E. Alfonso, A. V. Nogueira, „Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression”, IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 5, issue 3, pp. 262-270, 2011.
112. E. R. Iglesias, P. Kildal, „Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides”, IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 5, issue 3, pp. 282-289, 2011.
113. E. Pucci, E. R. Iglesias, P. Kildal, „New microstrip gap waveguide on mushroom-type EBG for packaging of Microwave components”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 22, issue 3, pp. 129-131, 2012.
114. E. R. Iglesias, P. Kildal, A. Zaman, A. Kishk, „Bed of Springs for Packaging of Microstrip Circuits in the Microwave Frequency range”, IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY, VOL. 2, NO. 10, OCTOBER 2012, pp. 1623-1628, 2012.
115. E. R. Iglesias, E. Pucci, A. Kishk, P. Kildal, „Suppression of Parallel Plate Modes in Low Frequency Microstrip Circuit Packages Using Lid of Printed Zigzag Wires”, IEEE Microwaves and Wireless Components Letters, Vol.23, Issue 7, pp. 359-361, 2013.
116. Y. Shi, M. Zhou, J. Zhang, „Parallel Plate Mode Suppression in Low-Frequency Microwave Circuit Packages using Lid of 3-D Cross by a 3-D Printing Technique”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.59, Issue 4, pp. 1268-1271, 2017.

**LISTA PUBLICAȚIILOR REZULTATE
ÎN URMA CERCETĂRII DOCTORALE,
PUBLICATE SAU ACCEPTATE SPRE PUBLICARE,
SUB AFILIERE UPT**

Ing. Andrei-Marius SILAGHI student doctorand

1. Lucrări științifice publicate în reviste indexate Web of Science-WoS (ISI)

1. L. Matica, G. Gyorodi, H. Silaghi, A. SILAGHI, „Mixed Profile Method of Speed and Location for Robotic Arms Motion, used by Precise Positioning”, International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA), Vol.9, Issue 5, pp. 32-36, May 2018 (WOS:000435403400004).

2. L. Matekovits, A. De Sabata, A. SILAGHI, „Frequency Selective Surfaces with Two Quasi-Independent Notch Frequencies”, IEEE Access, Vol. 7, Issue 1, pp. 77261-77267, June 2019, (FI 4.098; revistă indexată Q1).

2. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice (Proceedings) indexate Web of Science-WoS (ISI) Proceedings

1. A. SILAGHI, T. Petrita, U. L. Rohde, M. Silaghi, "Performance of the reception of DVB signals in the presence of a communication signal interferer", 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2014), 1-4 September 2014, Gothenburg, Sweden, pp. 164-168, 2014 (WOS:000364988600032).

2. A. SILAGHI, F. Alexa, T. Petrita, H. Silaghi, M. Silaghi, "DVB demodulation in presence of analogic interferer", 2014 11th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2014), 14-15 November 2014, Timisoara, Romania, 2014, pp. 1-4, 2014 (WOS:000366633300053).

3. H. Silaghi, U. L. Rohde, V. Spoiala, A. SILAGHI, "Voice Command of an Industrial Robot in a Noisy Environment", 2014 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE 2014), 28-29 November 2014, Bucharest, Romania, pp. 1-5, 2014 (WOS:000380570500064).

4. A. De Sabata, L. Matekovits, A. SILAGHI, „Metamaterial based screening box working from DC up to GHz range", 2015 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS 2015), 9-10 July 2015, Iasi, Romania, pp. 1-4, 2015 (WOS:000380451600059).

5. A. De Sabata, L. Matekovits, A. SILAGHI, U. L. Rohde, M. Silaghi, "2D Periodic Structure Featuring Negative Group Velocity of Bloch Waves", 2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2015), 7-11 September 2015, Torino, Italy, pp. 1617-1620, 2015 (WOS:000378428800321).

6. A. De Sabata, L. Matekovits, A. SILAGHI, I. Peter, "Anizotropic Dielectric Devised by Metamaterials-Related Technique", 2016 International Conference on Communications (COMM 2016), 9-11 June 2016, Bucharest, Romania, pp. 133-136, 2016 (WOS:000383221900029).

7. L. Matekovits, A. De Sabata, O. Lipan, A. SILAGHI, S. Baderca, A. Buta, "Effect of geometry modulation on the Full Dispersion Diagram of a 2D Periodic Structure built Stripline Technology", 2016 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S/URSI 2016), 26 June -1 July 2016, Fajardo, Puerto Rico, pp. 1961-1962, 2016 (WOS:000388377100953).

8. A. SILAGHI, A. De Sabata, M. Silaghi, "Testing Immunity to Portable Transmitters with Helical Antennas: Key concepts", 2016 IEEE 22nd International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME 2016), 20-23 October 2016, Baile Felix, Oradea, Romania, pp. 270-273, 2016 (WOS:000390557400058).
9. A. SILAGHI, A. De Sabata, F. Alexa, A. Buta, S. Baderca, "Measurement of Radiated Immunity in the semi-anechoic chamber", 2016 12th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2016), 27-28 October 2016, Timisoara, Romania, pp. 25-28, 2016 (WOS:000390717800006).
10. A. SILAGHI, E. Tolan, A. De Sabata, A. Buta, "Measurement of Radiated Emissions from an automotive cluster", 2016 12th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2016), 27-28 October 2016, Timisoara, Romania, pp. 21-24, 2016 (WOS:000390717800005).
11. A. SILAGHI, C. Balan, E. Tolan, A. De Sabata, "The influence of measurement setups in Radiated Emissions testing", 2017 14th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (EMES 2017), 1-2 June 2017, Oradea, Romania, pp. 220-223, 2017 (WOS:000427085200052).
12. A. SILAGHI, R. Aipu, A. De Sabata, P. M. Nicolae, "Near-field scan technique for reducing Radiated Emissions in Automotive EMC: A Case Study", 2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC 2018), 14-18 May 2018, Singapore, Singapore, pp. 831-836, 2018 (WOS:000439259800259).
13. A. Buta, A. De Sabata, A. SILAGHI, C. Iftode, L. Matekovits, "Applications of a Frequency Selective Surface based on a Combination of the Jerusalem cross and circular ring", 2018 International Conference on Communications (COMM 2018), 14-16 June 2018, Bucharest, Romania, pp. 239-242, 2018 (WOS:000449526000044).
14. R. Aipu, A. SILAGHI, A. Buta, P. M. Nicolae, A. De Sabata, "Interlaboratory comparison of Radiated Emissions in Automotive EMC", 2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2018), 27-30 August 2018, Amsterdam, Netherlands, pp. 994-997, 2018 (WOS:000454901100184).
15. A. SILAGHI, A. Moteanu, R. Aipu, A. De Sabata, "Far field versus near field in automotive environment", 2018 IEEE 24th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME 2018), 25-28 October 2018, Iasi, Romania, pp. 173-176, 2018 (WOS:000466960400035).
16. A. SILAGHI, R. Aipu, A. De Sabata, F. Alexa, "Absorber Lined Shielded Enclosure Chamber Validation", 2018 13th International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC 2018), 8-9 November 2018, Timisoara, Romania, pp. 147-152, 2018 (WOS:000463031500033).
17. A. De Sabata, L. Matekovits, A. SILAGHI, "Frequency Selective Surface with two Notch Frequencies and Good Incidence Angle Stability for Screening Applications", 2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 2018), 10-14 September 2018, Cartagena de Indias, Columbia, pp. 679-682, 2018 (în curs de indexare WoS; conferința anterioară (2017) indexată WoS).
18. C. Balint, A. De Sabata, A. SILAGHI, "Application of a Probabilistic Model to Ionospheric Spectrum Occupancy", ICEMES 2019, 13-14 June 2019, Oradea, Romania, 2019 (acceptată spre publicare; conferința anterioară (2017) indexată WoS).
19. A. SILAGHI, A. De Sabata, L. Matekovits, "Frequency Selective Surfaces for Dual Band Polarizer in Automotive", APS/URSI 2019, 7-12 July 2019, Georgia, USA, 2019 (acceptată spre publicare; conferința anterioară (2018) indexată WoS).

20. A. SILAGHI, O. Pacurar, A. De Sabata, "Investigations on radiated emissions repeatability below 30MHz", ISSCS 2019, 11-12 July 2019, Iasi, Romania, 2019 (acceptată spre publicare; conferința anterioară (2017) indexată WoS).

21. A. Buta, A. SILAGHI, A. De Sabata, L. Matekovits, "Fractal based Frequency Selective Surface with Broadband characteristics", ISSCS 2019, 11-12 July 2019, Iasi, Romania, 2019 (acceptată spre publicare; conferința anterioară (2017) indexată WoS).

22. A. SILAGHI, R. Aipu, A. De Sabata, C. Balan, P.-M. Nicolae, „Interlaboratory comparison of Radiated Immunity in Automotive EMC”, EMC Europe 2019, 2-6 September 2019, Barcelona, Spain, 2019 (acceptată spre publicare; conferința anterioară (2018) indexată WoS).

23. A. SILAGHI, A. De Sabata, L. Matekovits, „Application of a Near Field Method to Reducing Conducted Emissions”, ICEAA 2019, 9-13 September 2019, Granada, Spain, 2019 (acceptată spre publicare; conferința anterioară (2017) indexată WoS).

3. Lucrări științifice publicate în reviste de specialitate indexate BDI (cu specificarea BDI)

1. H. Silaghi, M. Gamcova, A. SILAGHI, V. Spoiala, M. Silaghi, D. Spoiala, „Intelligent control of electrical drive system used for electric vehicles”, The Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty (SBEEF), Vol. 1, Issue 1/2018, pp. 5-10, 2018 (Scopus).

2. A. SILAGHI, A. De Sabata, „Emissions and Immunity EMC Testing at Continental Automotive Timisoara”, Journal of Electrical and Electronic Engineering (JEEE), vol.11, nr.1, May 2018, pp. 33-39, 2018 (Scopus).

4. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice (Proceedings) indexate BDI (cu specificarea BDI)

1. A. SILAGHI, A. Buta, S. Baderca, A. De Sabata, "Methods for reducing Conducted Emissions levels", 22nd IMEKO TC4 International Symposium and 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing 2017, 14-15 September 2017, Iasi,