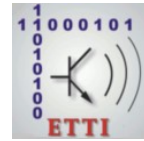




**UNIVERSITATEA  
POLITEHNICA  
DIN BUCUREȘTI**



**Școala Doctorală de Electronică, Telecomunicații  
și Tehnologia Informației**

**Decizie nr. 964 din 16.11.2022**

# **TEZĂ DE DOCTORAT -REZUMAT-**

**Ing. Mircea NICOLAESCU**

---

**CONTRIBUȚII PRIVIND  
COMPATIBILITATEA ELECTROMAGNETICĂ A  
CIRCUITELOR ȘI SISTEMELOR DIGITALE**

**CONTRIBUTIONS REGARDING  
ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF  
DIGITAL CIRCUITS AND SYSTEMS**

---

**COMISIA DE DOCTORAT**

<b>Prof. Dr. Ing. Ion MARGHESCU</b> Universitatea Politehnica din București	Președinte
<b>Prof. Dr. Ing. Victor CROITORU</b> Universitatea Politehnica din București	Conducător de doctorat
<b>Prof. Dr. Ing. Dumitru Nicolae ALEXANDRU</b> Universitatea Tehnică "Gheorghe Asachi" din Iași	Referent
<b>Prof. Dr. Ing. Gavril TODEREAN</b> Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca	Referent
<b>Prof. Dr. Ing. Norocel Dragoș CODREANU</b> Universitatea Politehnica din București	Referent

**BUCUREȘTI 2022**

---

# Cuprins

Cuprins .....	2
<b>1. Introducere .....</b>	<b>3</b>
1.1 Prezentarea domeniului tezei de doctorat .....	3
1.2 Scopul tezei de doctorat .....	3
1.3 Conținutul tezei de doctorat .....	4
<b>2. Caracterizarea spectrală a semnalelor digitale .....</b>	<b>5</b>
<b>3. Studiul cuplajului între conexiunile dintre circuitele și sistemele digitale folosind metoda câmpului electromagnetic.....</b>	<b>9</b>
3.1 Introducere .....	9
3.2 Cuplajul în sistemele digitale.....	9
3.3 Parametrii de repartiție.....	10
3.4.Analiza cuplajului folosind simulări în câmp electromagnetic .....	10
3.5 Concluzii.....	12
<b>4. Analiza liniilor <i>microstrip</i> alimentate cu semnale diferențiale, realizate pe substrat de microunde de tip Rogers 4003C .....</b>	<b>13</b>
4.1 Introducere .....	13
4.2 Studiul perechii diferențiale cu metoda câmpului electromagnetic .....	14
4.3 Analiza perechii diferențiale în domeniul timp.....	17
4.4 Concluzii.....	18
<b>5. Determinarea câmpurilor radiate de treceri și linii <i>microstrip</i> în circuitele și sistemele digitale .....</b>	<b>19</b>
5.1 Introducere .....	19
5.2 Determinarea câmpului radiat de o sursă de radiație liniară, infinitezimală.....	20
5.3 Determinarea câmpului radiat de o trecere prin planul de masă.....	20
5.4 Determinarea câmpului radiat prin simulări .....	20
5.5 Concluzii.....	24
<b>6. Studiul câmpului radiat printr-o fantă practică în planul de masă și în cutia unui calculator de tip <i>desktop</i>.....</b>	<b>25</b>
6.1 Introducere .....	25
6.2 Radiația unei fante practicate într-o suprafață conductoare .....	25
6.3 Studiul câmpului produs de o sursă de radiație de tip spirala lui Arhimede plasată în interiorul unei incinte de tip <i>desktop</i> .....	27
6.4 Concluzii .....	29
<b>7. Rezultate experimentale .....</b>	<b>30</b>
7.1 Măsurarea semnalelor de cuplaj.....	30
7.2 Determinarea câmpului radiat prin măsurători.....	32
7.3 Măsurarea câmpului radiat în exteriorul unei incinte .....	34
7.3 Concluzii.....	36
<b>8. Concluzii .....</b>	<b>37</b>
8.1 Rezultate obținute .....	37
8.2 Contribuții originale.....	38
8.3 Lista lucrărilor originale .....	42
8.4 Perspective de dezvoltare ulterioară .....	44
<b>Bibliografie .....</b>	<b>44</b>

# 1. Introducere

Evoluția societății umane de la era industrială la cea informațională a produs schimbări majore în privința modului de realizare a conectivității între persoane și colectivități umane, asupra vitezei de transmitere a informației, precum și a conținutului informațional. Tehnicile de integrare pe scară largă, sistemele realizate pe un singur chip, FPGA-urile etc. au permis reducerea dimensiunilor dispozitivelor electronice, micșorarea consumului și creșterea vitezei de lucru. În studiul efectuat de către IEEE International Roadmap for Devices and Systems (IRDS-2020) [1] sunt indicate principalele domenii industriale bazate pe semiconductori care cunosc o dezvoltare accelerată: Deep learning, centrele de date de mare performanță, rețelele radio și pe fibră optică de mare viteză, IoT-uri, sisteme medicale cu diagnosticare la distanță, industria auto, case/orașe inteligente, industria de divertisment etc.

Toate aplicațiile menționate utilizează circuite digitale integrate în sisteme de complexitate mare, care asigură viteze ridicate de procesare și de transfer a datelor și informațiilor [2] și care funcționează într-un mediu electromagnetic din ce în ce mai aglomerat. Ca urmare, riscul ca aceste sisteme să perturbe funcționarea altor aplicații sau să fie perturbate de acestea este ridicat.

## 1.1 Prezentarea domeniului tezei de doctorat

În domeniul circuitelor și sistemelor digitale se manifestă următoarele tendințe tehnologice: creșterea complexității circuitelor integrate; reducerea tensiunii de alimentare; creșterea frecvenței de lucru și creșterea ratei de transfer a dispozitivelor I/O. Toate aceste tendințe duc la creșterea probabilității ca sistemele ce funcționează într-un spațiu limitat să se perturbe reciproc. De aceea, analiza compatibilității electromagnetice în faza de proiectare a devenit o necesitate. Compatibilitatea electromagnetică studiază condițiile în care echipamentele electrice, electronice, de comunicații, IT și de comandă control utilizate în aplicații industriale, medicale, de cercetare științifică, de monitorizare și în echipamentele casnice, pentru a culege, procesa, stoca și transmite informații, nu generează interferențe care influențează alte echipamente și nu sunt perturbate de către sistemele vecine, într-un mediu cu parametrii electromagnetici definiți.

În prezent măsurătorile de compatibilitate electromagnetică în domeniul circuitelor integrate se efectuează până la 6 GHz, iar standardele, precum IEC 61967 [12] pentru emisie și IEC 62132 [13] [14] pentru imunitate, acoperă banda 150 kHz -1 GHz. Sunt propuse variante până la 3-6 GHz, respectiv 10-25 GHz cum ar fi celulele GTEM (GHz – *Transverse Electromagnetic Mode*). Pe de altă parte, generația 5G lucrează în benzile 24,25-27,5 GHz și 26,5 – 29,5 GHz, iar 6 G poate ajunge în banda 100-200 GHz, ceea ce înseamnă că standardele actuale trebuie să fie completate/actualizate pentru a acoperi și benzile menționate [2].

## 1.2 Scopul tezei de doctorat

Compatibilitatea electromagnetică este un domeniu de o complexitate deosebită, a cărui importanță a crescut în ultimii ani datorită dezvoltării foarte rapide a diferitelor tipuri de circuite electronice, a miniaturizării, a creșterii nivelului de integrare și a măririi

frecvenței de lucru. Informațiile și comenzile între diferite componente ale unui sistem digital se transmit sub forma unor impulsuri trapezoidale. Obiectivele tezei de doctorat sunt orientate spre analiza unor aspecte privind compatibilitatea electromagnetică a circuitelor și sistemelor electronice, după cum urmează:

- Analiza benzii impulsurilor trapezoidale utilizate pentru transmiterea informațiilor și pentru comandă/control în circuitele și sistemele digitale.
- Modelarea unor conexiuni realizate în tehnologie *microstrip* în vederea analizării dependenței parametrilor de reflexie, de transmisie și de cuplaj de distanța dintre linii la frecvențe mari.
- Determinarea prin simulări a parametrilor de reflexie, de transmisie și de cuplaj în cazul unei perechi diferențiale în domeniile timp și frecvență.
- Determinarea puterii radiate și a câmpului radiat de către treceri și linii *microstrip*, în funcție de frecvență (1-40 GHz) pentru treceri și linii *microstrip*.
- Studiul variației câmpului electromagnetic în funcție de coordonatele unghiulare și în funcție de frecvență pentru treceri și linii *microstrip*.
- Efectuarea de simulări și determinarea puterii radiate și a câmpului radiat în funcție de frecvență (1-40 GHz) pentru o fantă.
- Modelarea unei surse de radiație în interiorul unei incinte de tip *desktop* și determinarea câmpului transmis în exteriorul incintei.
- Efectuarea unor verificări experimentale a scenariilor simulate.

### 1.3 Conținutul tezei de doctorat

Teza de doctorat este organizată pe 8 capitole și o bibliografie. În capitolul introductiv se prezintă tematica studiată și se analizează stadiul actual atins în domeniul compatibilității electromagnetice. De asemenea, sunt enumerate principalele obiective propuse și sunt descrise, pe scurt, capitolele care intră în compunerea lucrării.

Capitolul 2, Caracterizarea spectrală a semnalelor digitale, este destinat analizei spectrale a semnalelor care se transmit în circuitele și sistemele digitale. În acest capitol se analizează impulsurile trapezoidale periodice în domeniul timp și în domeniul frecvență pentru a determina frecvența maximă din spectrul unui semnal digital care trebuie luată în considerare în analizele de compatibilitate electromagnetică.

În capitolul următor, Studiul cuplajului între conexiunile dintre circuitele și sistemele digitale folosind metoda câmpului electromagnetic, sunt analizate liniile *microstrip* din perspectiva semnalelor de interferență care se transmit de la o linie activă într-o linie pasivă dispusă la o anumită distanță. Liniile analizate sunt realizate pe substrat Rogers 4003 C care are pierderi reduse în banda analizată. Frecvența maximă, stabilită în capitolul anterior, este de 50 GHz.

În capitolul 4, Analiza liniilor *microstrip* alimentate cu semnale diferențiale realizate pe substrat de microunde de tip Rogers 4003 C, se prezintă principalele aspecte teoretice referitoare la liniile diferențiale și se studiază cuplajul dintre cele două linii în cazul perechii diferențiale. Analiza perechii diferențiale se efectuează în cazul alimentării cu semnal de mod comun și al alimentării cu semnal diferențial.

O mare parte dintre conexiunile realizate între diferite circuite digitale constau în treceri și segmente de linie *microstrip*. Curenții care străbat aceste conexiuni vor produce

interferențe electromagnetice. În capitolul 5, Determinarea câmpurilor radiate de treceri și linii *microstrip* în circuitele cu modulele digitale, se analizează proprietățile de radiație ale acestor elemente.

Capitolul 6, Studiul câmpului radiat printr-o fantă practică în planul de masă și în cutia unui calculator de tip *desktop*, este destinat studiului interferențelor electromagnetice transmise prin radiație de către fante tăiate în planul de masă sau în carcasa unui calculator de tip *desktop*. În vederea determinării câmpului electromagnetic radiat se calculează distribuția câmpului electromagnetic pe suprafața radiantă.

Capitolul 7, Rezultate experimentale, este destinat prezentării rezultatelor experimentale obținute. În vederea analizei cuplajului dintre 2 și 3 linii *microstrip* au fost realizate mai multe PCB-uri cu 3, 4 și 5 linii *microstrip* dispuse la diferite distanțe, cu și fără o fantă în planul de masă. PCB-urile au fost realizate pe un substrat cu Rogers 4003 C având în vedere pierderile mai mici la frecvențe mari în comparație cu FR4. Măsurătorile au fost efectuate în banda 1-40 GHz, cu un analizor vectorial, iar rezultatele obținute au fost comparate cu cele obținute prin simulări. Alte măsurători s-au desfășurat în vederea determinării câmpului radiat de către o trecere conectată la o linie *microstrip* terminată în gol sau pe o sarcină adaptată. Ultima parte a acestui capitol descrie configurațiile de măsurare și rezultatele obținute pentru determinarea câmpului radiat de către o fantă practică în cutia unui calculator de tip *desktop*. Capitolul 8 este consacrat concluziilor și contribuțiilor originale.

## 2. Caracterizarea spectrală a semnalelor digitale

Analiza efectelor pe care le are canalul de comunicații asupra semnalelor transmise se poate efectua în domeniul timp, prin variația parametrilor temporali cum ar fi: durata, perioada de repetiție, timpii de front și amplitudinea, și în domeniul frecvență prin aplicarea seriei Fourier [18] [19] și determinarea spectrului (frecvența și amplitudinea componentelor spectrale). Analiza semnalelor digitale în domeniul frecvență permite definirea benzii de lucru și identificarea unor cauze care duc la degradarea semnalului în canalul de legătură. De aceea, în acest capitol se studiază componența spectrală a semnalelor digitale dreptunghiulare și trapezoidale.

### Analiza semnalelor dreptunghiulare în domeniul frecvență

Transmiterea semnalelor purtătoare de informații și a celor de comandă fără distorsiuni presupune cunoașterea benzii acestora. Aceasta se determină prin aplicarea seriei Fourier semnalului analizat. Se notează semnalul în timp cu  $u(t)$ . Acesta poate fi scris ca o sumă infinită de semnale sinusoidale [21]:

$$\dot{u}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (2.1)$$

unde:  $\dot{u}(t)$  - este semnalul complex,  $c_0$ -amplitudinea componentei de curent continuu (CC) și  $c_n$ -amplitudinea componentei spectrale cu frecvența  $n\omega_0 = n/T$ .

După efectuarea calculelor, expresia semnalului  $u(t)$  devine:

$$\dot{u}(t) = U \frac{t_i}{T} + 2U \frac{t_i}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\sin(n\pi f_0 t_i)}{n\pi f_0 t_i} \right] e^{-j\pi n f_0 t_i} e^{j2\pi n f_0 t} , \quad (2.5)$$

Pentru frecvențe cuprinse între 0 și  $1/\pi t_i$  amplitudinea componentelor spectrale este constantă, în timp ce amplitudinea componentelor spectrale cu frecvența mai mare de  $1/\pi t_i$  scade cu -20 dB pe decadă.

### Analiza semnalelor trapezoidale în domeniul frecvență

Ca orice semnal periodic, impulsul trapezoidal poate fi scris ca o sumă infinită de semnale sinusoidale având frecvențele egale cu multipli ai frecvenței fundamentale. Determinarea componentei spectrale a unui șir de impulsuri trapezoidale se realizează prin aplicarea seriei Fourier. Se obține expresia de mai jos, pentru semnalul complex:

$$\dot{u}(t) = U \frac{t_i}{T} + 2U \frac{t_i}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\sin(n\pi f_0 t_i)}{n\pi f_0 t_i} \right] \left[ \frac{\sin(n\pi f_0 t_f)}{n\pi f_0 t_f} \right] e^{-j\pi n f_0 (t_i + t_f)} e^{j2\pi n f_0 t} , \quad (2.12)$$

Impulsul trapezoidal descris de funcția  $u(t)$ , în ipoteza că timpii de front sunt egali, are o componentă de curent continuu  $U t_i / T$  și o infinitate de armonici cu amplitudinea:

$$2U \frac{t_i}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\sin(n\pi f_0 t_i)}{n\pi f_0 t_i} \right] \left[ \frac{\sin(n\pi f_0 t_f)}{n\pi f_0 t_f} \right] . \quad (2.14)$$

Deoarece apar 2 funcții de forma  $\sin(x)/x$  rezultă că graficul are 2 puncte de inflexiune, în care panta variază cu -20 dB pe decadă. Cele două puncte de inflexiune sunt date de durata impulsului și de timpul de front. În cazul, mai general, când timpii de front crescător și descrescător sunt diferiți vor apărea 3 puncte de inflexiune corespunzătoare duratei și timpilor de front. Poziția celui de al doilea punct de inflexiune depinde de timpul de front. S-a considerat că impulsurile trapezoidale sunt simetrice, prin urmare duratele celor două fronturi sunt egale. Unii autori consideră că banda unui semnal trapezoidal periodic este dată de acest punct de inflexiune [21]. Sunt și autori [22] care, din perspectiva compatibilității electromagnetice, consideră banda ca fiind dată de  $1/t_f$ .

### Determinarea frecvenței maxime a armonicii utile în refacerea semnalului

Banda unui semnal digital este determinată de componenta spectrală cu frecvența maximă, care prezintă relevanță în refacerea semnalului. Ponderea unei componente spectrale în refacerea semnalului digital poate fi stabilită pe baza bugetului de putere sau pe baza abaterii semnalului refăcut, prin însumarea unui număr finit de componente spectrale, față de forma reală.

Semnalul din domeniul timp cu frecvența de  $f_0=5$  GHz, valoare întâlnită la sistemele de calcul, și factorul de umplere,  $t_i/T$ , egal cu  $1/2$ , a fost descompus, folosind seria Fourier, în 100 de semnale cosinusoidale. Stabilirea componentei spectrale cu frecvența maximă care are o pondere semnificativă în refacerea semnalului se efectuează comparând semnalul obținut prin însumarea componentei continue și a primelor  $N$  armonici cu un semnal de referință obținut prin însumarea componentei continue și a primelor 100 de armonici.

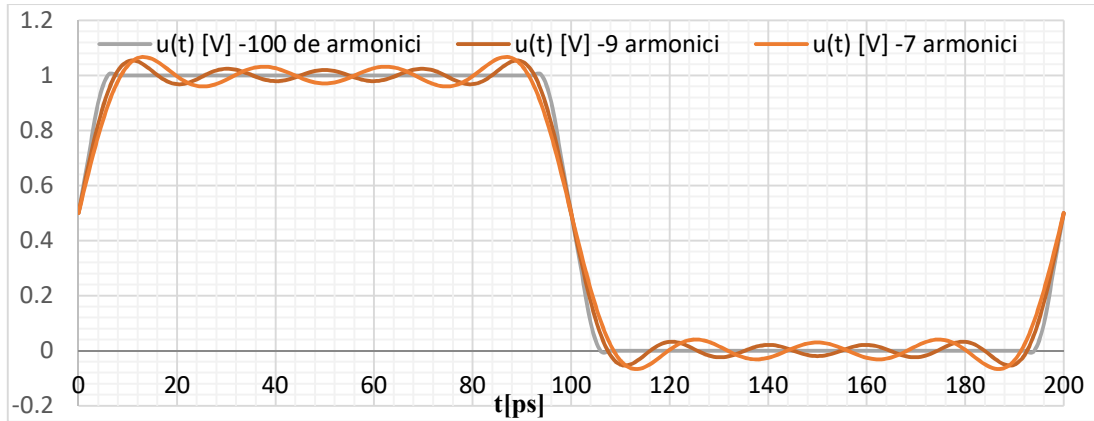


Figura 2.11 Impuls trapezoidal periodic cu  $t_i=100\text{ps}$ ,  $T=200\text{ps}$  și  $t_f=10\text{ps}$ , refăcut cu primele 100 de armonici (referința), cu primele 7 și, respectiv, 9 armonici.

Impulsul trapezoidal refăcut cu valoarea de curent continuu și primele 7, respectiv 9 componente spectrale este reprezentat în figura 2.11. Variațiile maxime de amplitudine sunt de 6,53% pentru cazul cu 7 armonici, respectiv de 5% în cazul primelor 9 armonici. Timpul de front crește la 16 ps pentru 7 armonici, respectiv 14 ps pentru 9 armonici.

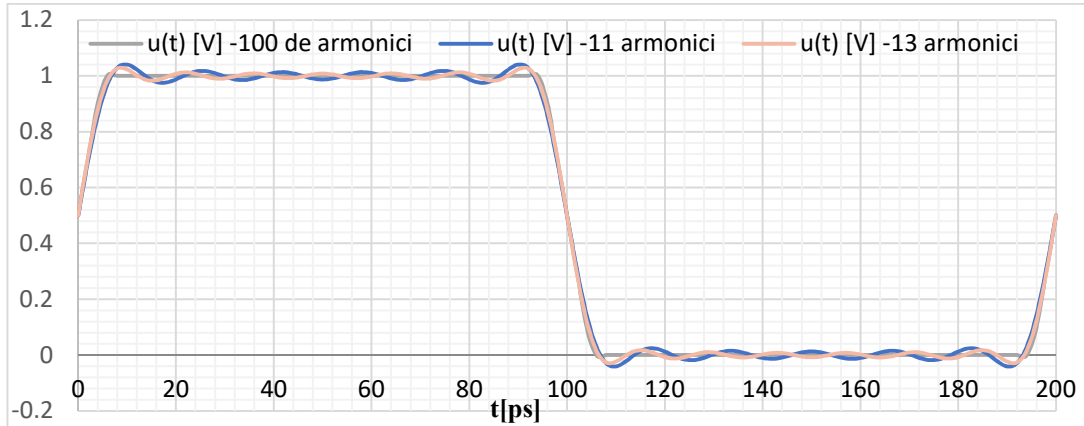


Figura 2.12 Impuls trapezoidal periodic cu  $t_i=100\text{ps}$ ,  $T=200\text{ps}$  și  $t_f=10\text{ps}$ , refăcut cu primele 100 de armonici (referința), cu primele 11 și, respectiv, 13 armonici.

Utilizarea mai multor componente spectrale reduce riplul pe palierul impulsului la 4% pentru 11 armonici, respectiv la 2,66% pentru 13 armonici, așa cum se poate constata în figura 2.12. În acest caz timpii de front sunt aproximativi egali.

Dacă se utilizează relația aproximativă de determinare a benzii  $0,435/t_f$  rezultă o frecvență maximă de 43,5 GHz, în timp ce folosirea primelor 9 armonici înseamnă o frecvență maximă de 45 GHz, respectiv pentru 11 armonici 55 GHz.

### Determinarea componentei spectrale a impulsurilor digitale prin simulări

Simulările au fost efectuate folosind diferiți parametri ai impulsurilor stabiliți pe baza frecvențelor de lucru ale unor echipamente electronice. În vederea efectuării unor comparații au fost efectuate simulări pentru impulsuri periodice dreptunghiulare și trapezoidale ( $U_i=1\text{V}$ ,  $t_i=100\text{ps}$ ,  $T=200\text{ps}$  și  $t_f=10\text{ps}$ ).

Prin aplicarea seriei Fourier semnalului cu parametri menționați mai sus se obțin componentele spectrale afișate în figura 2.20, în intervalul 0-50 GHz.

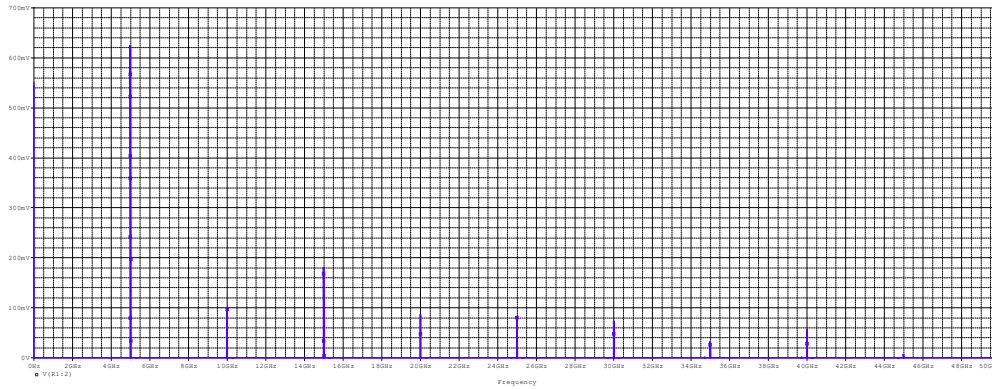


Figura 2.20 Spectrul impulsurilor trapezoidale cu parametrii:  $U_i=1V$ ,  $t_i=100\text{ ps}$ ,  $T=200\text{ ps}$  și  $t_f=10\text{ ps}$ .

Spectrul reprezentat în figura 2.20 conține atât armonici pare cât și impare. Componenta spectrală cu frecvența de 40 GHz are amplitudinea de 60 mV (6% din amplitudinea maximă a semnalului), iar cea de 50 GHz 40 mV (4% din amplitudinea maximă a semnalului). Rezultă banda:

$$Banda = \frac{0,4375}{t_f} = \frac{0,4375}{10 \cdot 10^{-12}} \text{ Hz} = 43,75 \text{ GHz} . \quad (2.25)$$

### Concluzii

În acest capitol au fost analizate diferite variante de impulsuri dreptunghiulare și trapezoidale în domeniul frecvență, în vederea determinării armonicii de frecvență maximă ce trebuie luată în considerare în analizele de compatibilitate electromagnetică. Determinarea componentelor spectrale s-a efectuat prin calcul analitic și prin simulări. Rezultatele obținute indică ponderea numărului de armonici asupra riplului semnalului și asupra timpilor de front. Din simulările efectuate a rezultat că pentru  $n>5$ , folosirea unui număr mai mare de armonici are influență mai mare asupra îmbunătățirii timpului de front decât asupra variației amplitudinii. Având în vedere frecvențele de lucru ale echipamentelor electronice și tendința de creștere a acestora rezultă că frecvența maximă din banda de lucru se situează în intervalul 40-50 GHz.

Principalele contribuții din acest capitol se referă la:

- Analiza teoretică a benzii unui impuls trapezoidal și compararea relațiilor prezentate în literatură conform cărora frecvența maximă este dată de  $1/\pi t_f$ , respectiv  $1/t_f$ , rezultând că relația care oferă rezultatele cele mai apropiate față de cele obținute prin simulări este  $0,435/t_f$ ;
- Determinarea componentelor spectrale a unor impulsuri dreptunghiulare, refacerea semnalului cu un număr limitat de armonici și analiza influenței pe care o are numărul de componente spectrale folosite în refacerea semnalului asupra amplitudinii impulsurilor și asupra timpilor de front;
- Efectuarea unor simulări în *PSpice* pentru determinarea componentelor spectrale și stabilirea relației teoretice care oferă cea mai bună aproximare a frecvenței maxime relevante din punct de vedere al compatibilității electromagnetice.



# 3. Studiul cuplajului între conexiunile dintre circuitele și sistemele digitale folosind metoda câmpului electromagnetic

## 3.1 Introducere

Semnalele perturbatoare care ajung la un sistem digital sau la un dispozitiv prin cuplaj provin de la mai multe surse, care sunt considerate independente. De aceea, evaluarea cuplajului trebuie realizată folosind superpoziția (efectele produse de surse independente se cumulează în cazul sistemelor liniare, pasive) [21].

## 3.2 Cuplajul în sistemele digitale

Caracterizarea cuplajului dintre două sau mai multe circuite poate fi efectuată folosind metode de circuit sau metode bazate pe calculul câmpului electromagnetic. În primul caz se elaborează un circuit echivalent al celor două linii cuplate. Modelele utilizate pentru linii trebuie să ia în considerare structura geometrică, impedanțele de intrare și de sarcină și să permită calcularea tensiunilor. Un model, folosit pe larg, presupune aproximarea liniilor cuplate cu  $n$  secțiuni de circuite cu constante concentrate, cuplajul fiind descris prin intermediul capacităților și inductanțelor mutuale [25] [31].

Se consideră două linii cuplate, terminate pe impedanțe de 50 ohmi, ca în figura 3.3. Se notează cu  $C_m$ ,  $L_m$  capacitatea și inductanța de cuplaj, respectiv  $C_{mul}$ - capacitatea mutuală pe unitatea de lungime,  $L_{mul}$ - inductanța mutuală pe unitatea de lungime,  $R_{ul}$ - rezistența pe unitatea de lungime,  $G_{ul}$ -conductanța pe unitatea de lungime,  $L_{ul}$ -inductanța pe unitatea de lungime și  $C_{ul}$ -capacitatea pe unitatea de lungime.

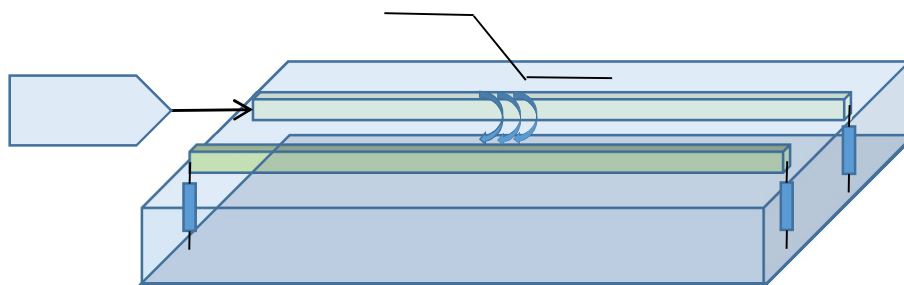


Figura 3.3 Regiunea în care semnalul se transmite din linia activă în cea pasivă este cea în care tensiunea și curentul variază [11].

Curentul total care circulă prin condensatoarele de cuplaj este [25]:

$$I_C = C_m \frac{dU}{dt} \quad (3.2)$$

$I_C$ - curentul de zgomot transmis prin cuplaj capacitiv;

$t_{fc}$ - durata definită de 10-90% din frontul crescător.

$$C_m = C_{mul} \times \Delta x = C_{mul} \times v \times t_{fc} \quad (3.3)$$

Curentul de cuplaj capacitiv  $I_c$

$$I_c = C_{mul} \times v \times t_{fc} \times \frac{U}{t_{fc}} = C_{mul} \times v \times U \quad (3.4)$$

$v$ - viteza de propagare a semnalului ( $c/\sqrt{\epsilon_{ref}}$ );  $\Delta x$  - lungimea celulei;  $c$ - viteza de propagare a luminii în vid- $3 \cdot 10^8$  m/s;  $\epsilon_{ref}$  – permitivitatea dielectrică relativă.

Tensiunea de cuplaj inductiv este:

$$U_L = L_m \frac{dI}{dt} = L_{mul} \times v \times t_{fc} \times \frac{I}{t_{fc}} = L_{mul} \times v \times I \quad (3.5)$$

$U_L$  – tensiunea de cuplaj inductiv;  $L_{mul}$ - inductanța mutuală pe unitatea de lungime.

Durata impulsului indus la capătul apropiat va fi  $2x_{t_{int}}$ . Dacă timpul de creștere al impulsului aplicat pe linia activă este egal cu  $2x_{t_{int}}$ , atunci impulsul indus în capătul apropiat atinge valoarea maximă, după care începe să scadă. Lungimea de saturație ( $l_{sat}$ ) este [25]:

$$l_{sat} = \frac{1}{2} \times t_{int} \times \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (3.6)$$

### 3.3 Parametrii de repartiție

Un dispozitiv cu două porturi poate fi caracterizat prin mai mulți parametri: H, Y, Z; bazați pe tensiunile și curenții la cele două porturi (mărimi măsurabile la joasă frecvență) [27]. La frecvențe foarte înalte un scurtcircuit se comportă ca o bobină, iar un gol ca o capacitate parazită. Rezultă că sunt necesari alți parametri pentru caracterizarea dispozitivelor la înaltă frecvență. Aceștia se numesc parametrii de repartiție și se definesc în funcție de undele incidente și de cele reflectate/transmise.

### 3.4. Analiza cuplajului folosind simulări în câmp electromagnetic

Deoarece din analiza efectuată pe FR4 în lucrările prezentate la Comm 2020 [43] [44] rezultă că pierderile în acest substrat sunt mari la frecvențe mai mari de 10 GHz am ales ca și substrat de microunde varianta Rogers 4003 C, care are proprietăți rezonabile la costuri relativ mici și permitivitatea dielectrică de 3,55.

În vederea efectuării simulărilor pentru studiul liniilor *microstrip* s-a construit un model în programul de simulare cu următorii parametri:  $l_L$  =lungimea liniei *microstrip*- 6 cm;  $l_w$  =lățimea liniei *microstrip*-3,1 mm;  $sh$  =grosimea substratului-1,524 mm;  $ch$  =grosimea conductorului-0,035mm;  $s_L$ -lungimea substratului- 6 cm;  $sl$ = lățimea substratului-6 cm;  $ld$ - distanta dintre linii- 1,1; 3,1 ; 5,1; 7,1; 9,1 mm.

Simulările au fost efectuate într-o bandă mare, 0,5-50 GHz (cu pasul de 0,1 și 0,5 GHz), având în vedere frecvența maximă de lucru atinsă precum și perspectivele de creștere în viitorul apropiat [34]. În vederea alimentării celor două linii de transmisie s-au folosit porturi de tip terminal la care s-au aplicat tensiuni de 1 V. Pentru determinarea undelor radiate nivelul de putere ales a fost de 1mW, nivelul implicit fiind de 1 W. Alegerea unui nivel mai mic de putere decât cel implicit s-a efectuat având în vedere

partea experimentală, generatoarele de laborator asigurând un nivel maxim de 10mW. Simulările au fost efectuate folosind ca referință impedanța de 50 de ohmi. Ca urmare valoarea parametrului de reflexie la portul 3 exprimă diferența de impedanță față de valoarea de referință, prin expresia:

$$S_{33} [dB] = 20 \log \left| \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50} \right|. \quad (3.82)$$

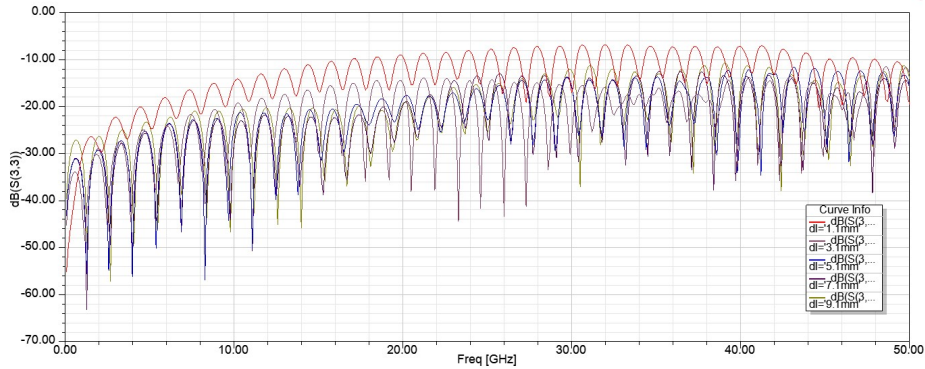


Figura 3.13 Variația parametrului de reflexie  $S_{33}$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii microstrip cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1; 3,1; 5,1; 7,1; 9,1 mm).

Din figura 3.13 se observă că valoarea cuplajului depinde de distanța dintre cele două linii. Parametrul de reflexie este maxim, ajungând la -8 dB, pentru  $d=1,1$  mm. Dacă distanța dintre cele două trasee crește la 3,1 mm și apoi la 5,1 mm; 7,1 mm și 9,1 mm diafonia nu mai are o influență atât de mare asupra impedanței de intrare măsurate la intrarea portului 3. Se constată că valorile parametrului de reflexie pentru  $d=5,1$  mm; 7,1 mm și 9,1 mm sunt comparabile.

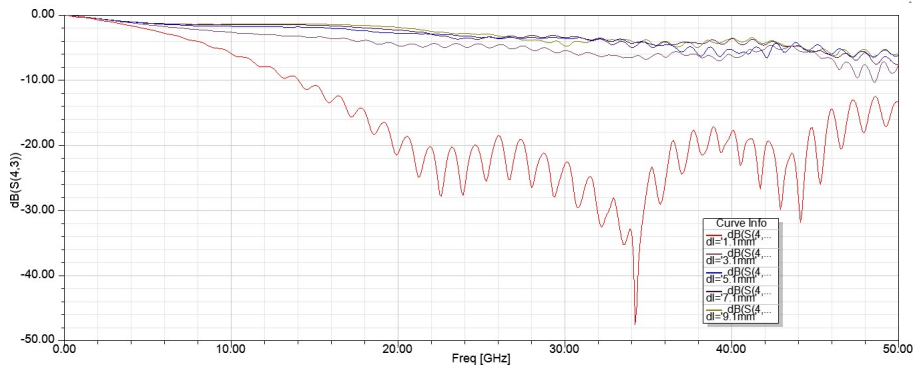


Figura 3.14 Variația parametrului de transmisie  $S_{43}$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii microstrip cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1; 3,1; 5,1; 7,1; 9,1 mm).

Parametrul de transmisie  $S_{43}$ , reprezentat în figura 3.14, descrie raportul dintre tensiunea obținută la portul 4, și o tensiune de 1V aplicată la portul de intrare 3.

$$S_{43} [dB] = 20 \log \left| \frac{U_{ies4}}{U_{in3}} \right| \quad (3.83)$$

Valoarea parametrului de transmisie între porturile 4 și 3 depinde în mod diferit de distanța dintre cele două trasee. Dacă cele două trasee sunt la o distanță de aproximativ o treime din lățimea traseului conductor (1,1 mm) valoarea parametrului  $S_{43}$  este puternic afectată de prezența celui de al doilea traseu. Parametrul de transmisie scade până la -20

dB când frecvența crește de la 0,5 GHz la 20 GHz, între 20 GHz și 45 GHz valorile variază între -20dB și -30 dB, după care cresc spre -15 dB. În cazul unei distanțe dintre trasee egale cu 3,1 mm (lățimea traseului) atenuarea crește direct proporțional cu frecvența, atingând o valoare minimă de -10 dB, la frecvența maximă. Curbele ce descriu variația parametrului de transmisie în celelalte cazuri sunt asemănătoare și indică o creștere a atenuării cu frecvența, care atinge, la 50 GHz, valoarea de -8 dB.

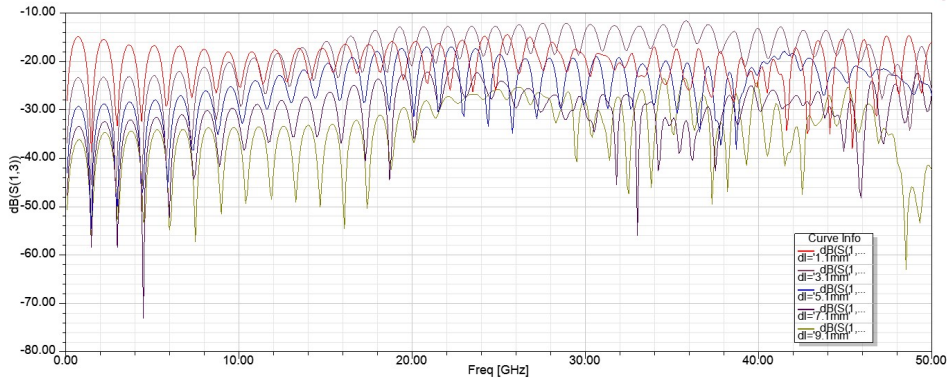


Figura 3.15 Variația parametrului de cuplaj  $S_{13}$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii microstrip cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1; 3,1 ; 5,1; 7,1; 9,1 mm).

Cuplajul la capătul apropiat, reprezentat în figura 3.15, variază, în medie, între -40 dB și -20dB, fiind dependent de distanța dintre cele două conductoare. Valorile maxime se ating în intervalul 20-30 GHz, iar cele corespunzătoare distanțelor de 7,1 și 9,1 mm sunt foarte apropiate ca formă și valori. În banda 18-44 GHz cuplajul la capătul apropiat este mai mare pentru distanța dintre cele două linii de 3,1 mm, față de 1,1 mm.

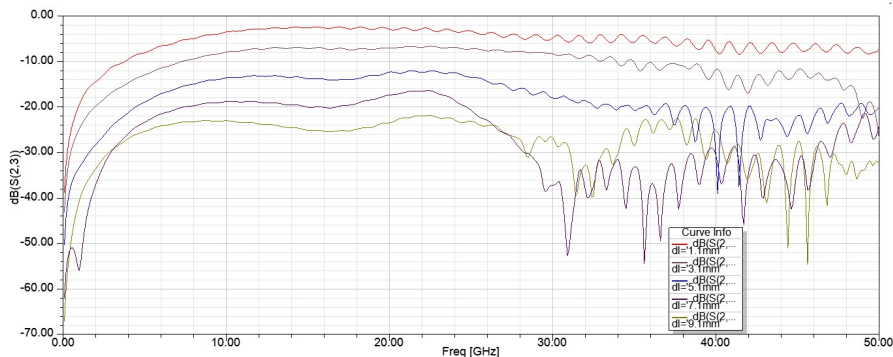


Figura 3.16 Variația parametrului de cuplaj  $S_{23}$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii microstrip cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1; 3,1 ; 5,1; 7,1; 9,1 mm).

În privința cuplajului la capătul îndepărtat, afișat în figura 3.16, primele trei curbe indică o micșorare a acestuia pe măsură ce crește distanța de la 1,1 mm la 3,1 mm și, respectiv, 5,1 mm. Valoarea maximă a cuplajului pentru o distanță de 1,1 mm se află în intervalul 10-20 GHz, după care valoarea scade.

### 3.5 Concluzii

Acest capitol prezintă o parte dintre problemele de compatibilitate electromagnetică ridicate de cuplajul între conexiunile dintre circuitele cu sisteme digitale. După o prezentare teoretică a unor aspecte legate de modelarea cuplajului, cuplajul capacitiv și cel inductiv, precum și determinarea tensiunilor la cele două capete ale unei linii cuplate, sunt prezentați parametrii de repartiție, folosiți pentru caracterizare circuitelor la

frecvență foarte mare. În cadrul capitolului cuplajul este analizat folosind metoda câmpului electromagnetic.

Simulările și determinările practice s-au realizat pe un substrat Rogers 4003 C, care are un preț rezonabil și acoperă banda 1-50 GHz.

Contribuțiile proprii din acest capitol se referă la:

- Modelarea a două linii singulare realizate pe un substrat cu pierderi mici Rogers 4003 C pentru PCB-uri de viteză mare;
- Studiul variație parametrilor a două linii cuplate cu metoda câmpului electromagnetic;
- Analiza parametrilor de reflexie și de transmisie în banda 1-50 GHz, în funcție de distanța dintre linii (1,1; 3,1 ; 5,1; 7,1 și 9,1 mm);
- Studiul variației parametrilor de cuplaj la capetele apropiat și îndepărtat în banda 1-50 GHz, în funcție de distanța dintre linii (1,1; 3,1 ; 5,1; 7,1 și 9,1 mm).

## **4. Analiza liniilor *microstrip* alimentate cu semnale diferențiale, realizate pe substrat de microunde de tip Rogers 4003C**

### **4.1 Introducere**

O pereche diferențială este formată din două linii de transmisie care au un anumit nivel de cuplaj între ele. Această configurație este utilizată datorită avantajelor pe care le oferă transmiterea diferențială a semnalelor. Ea presupune folosirea a două linii de transmisie alimentate cu două semnale complementare, informația fiind conținută în semnalul diferență. Printre avantajele pe care le oferă utilizarea semnalelor diferențiale putem menționa robustețea la perturbații exterioare, generarea unor semnale de interferență mai mici datorită variațiilor mai reduse ale curenților de comandă și posibilitatea folosirii amplificatoarelor diferențiale, care au un câștig mai mare decât cele alimentate nesimetric. Totuși, dacă semnalele diferențiale nu sunt sincronizate perfect și apar componente de mod comun acestea vor genera interferențe electromagnetice. Un alt dezavantaj este dat de faptul că transmiterea semnalelor diferențiale necesită un număr dublu de conductoare. Semnalele diferențiale sunt folosite pe larg în magistralele interfețelor sistemelor de calcul (SCSI), în Ethernet, în multe protocoale de comunicații cu putătoare optică, OC-48, OC-192, 768 și în toate sistemele de mare viteză. Una dintre cele mai folosite scheme este LVDS (*Low Voltage Differential Signaling*) [25].

Impedanța văzută de semnalul diferențial reprezintă raportul dintre tensiunea și curentul dintre cele două linii. În cazul alimentării diferențiale, la intrarea unei linii se aplică tensiunea  $+U_{\text{sing}}$ , iar la intrarea celeilalte  $-U_{\text{sing}}$ . Tensiunea dintre cele două linii va fi  $2U_{\text{sing}}$ .

$$Z_{dif} = \frac{U_{dif}}{I_{sing}} = \frac{2 \times U_{sing}}{I_{sing}} = 2 \times \frac{U_{sing}}{I_{sing}} = 2 \times Z_0 \quad (4.5)$$

unde:  $I_{sing}$  – curentul dintre calea de semnal și cea de întoarcere;  $U_{sing}$  – tensiunea dintre calea de semnal și cea de întoarcere;  $Z_0$  – impedanța caracteristică a unei linii singulare;  $Z_{dif}$  - impedanța diferențială.

Se consideră două linii *microstrip* alimentate cu  $U_1, U_2$ . Perechea diferențială poate fi alimentată în două moduri, în fază și în antifază. Dacă o linie diferențială este alimentată în unul dintre cele două moduri, semnalul se propagă nedistorsionat, iar modurile se numesc par și impar. Modurile sunt proprietăți intrinseci ale liniei diferențiale și sunt folosite pentru a defini diferite scheme de alimentare.

Termenii comun și diferențial se referă la semnalele de comandă de pe o linie. Partea unui semnal oarecare egală cu diferența semnalelor de pe cele două linii reprezintă componenta diferențială, iar partea egală cu media celor două tensiuni este componenta de mod comun. În cazul unei perechi diferențiale simetrice, un semnal diferențial se propagă în modul impar, iar un semnal de mod comun în modul par. Termenii par și impar pot fi utilizați pentru a descrie un semnal oarecare.

Parametrii S diferențiali (micști) descriu interacțiunea semnalelor diferențiale și comune cu conexiunile.

## 4.2 Studiul perechii diferențiale cu metoda câmpului electromagnetic

Pentru alimentarea diferențială a celor două linii *microstrip* au fost create, la cele două capete ale structurii două porturi de tip “wave”, cele două linii fiind definite ca pereche diferențială. Alimentarea acestora s-a efectuat în modul impar, cu tensiuni complementare (cu aceeași amplitudine, dar defazate cu 180 de grade), respectiv în modul par cu tensiuni identice. Și în acest caz nivelul de putere ales a fost de 1 mW.

### Analiza parametrilor de reflexie

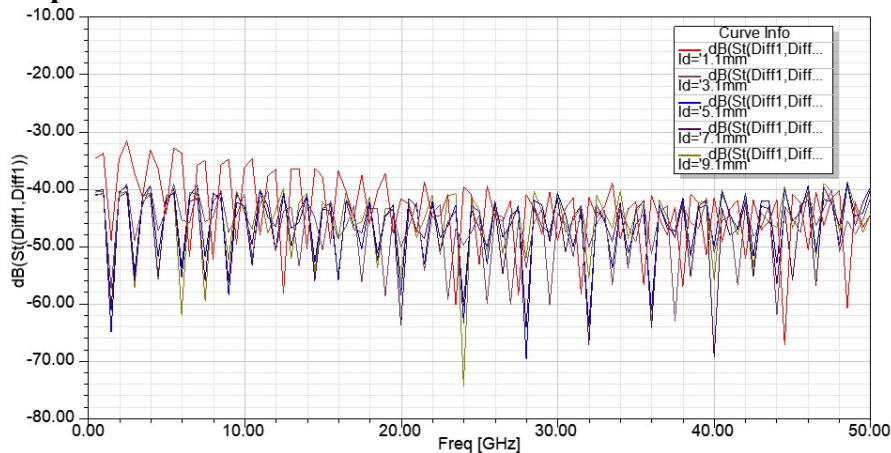


Figura 4.7 Variația parametrului de reflexie  $S_t(diff1,diff1)$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii *microstrip* cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1; 3,1; 5,1; 7,1; 9,1 mm).

Parametrul  $S_t(diff1,diff1)$  exprimă raportul dintre tensiunea diferențială reflectată la intrarea perechii diferențiale, formate de cele două linii de transmisie, și tensiunea diferențială aplicată la intrarea liniilor respective. Graficele din figura 4.7 indică o valoare cu aproximativ 5 dB mai mare, în banda 0,5-20 GHz, pentru configurația în care



distanța dintre linii este egală cu 1,1 mm. Pentru o distanță mai mare sau egală cu 3,1 mm nivelul semnalului reflectat este de aproximativ  $-40\text{dB}$ , iar dependența de distanța dintre linii este foarte slabă.

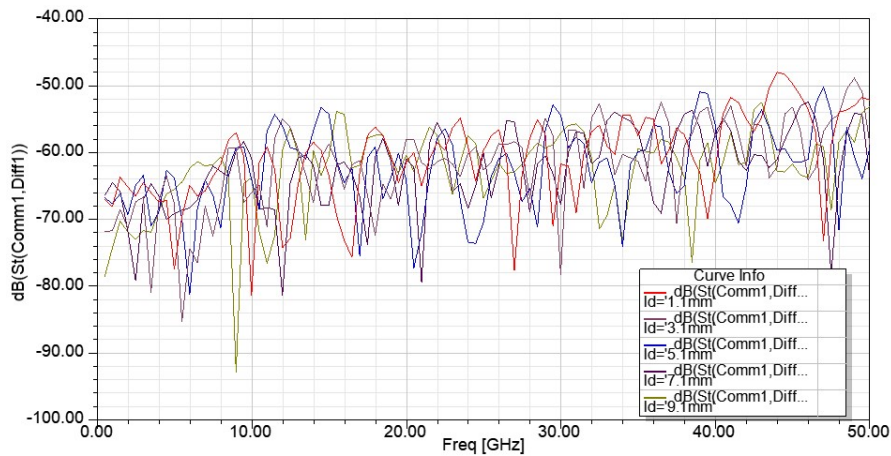


Figura 4.8 Variația parametrului de reflexie  $S_t(\text{comm1,diff1})$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii microstrip cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1; 3,1; 5,1; 7,1; 9,1 mm).

În cazul alimentării diferențiale a unei perechi de linii *microstrip* apare și o componentă de mod comun, datorată curenților de întoarcere prin planul de masă. Din simulările efectuate, prezentate în figura 4.8, se constată o dependență redusă a parametrului  $S_t(\text{comm1,diff1})$  de distanța dintre linii. El crește cu frecvența, ajungând la frecvența maximă la aproximativ  $-50\text{dB}$ . Ca urmare, în cazul alimentării diferențiale există o diferență de cel puțin  $10\text{dB}$  între componenta de mod diferențial și cea de mod comun.

#### Analiza parametrilor de transmisie

La aplicarea unui semnal diferențial la intrarea perechii *microstrip* semnalul de mod comun care ia naștere se propagă către portul 2. Parametrul prin care se măsoară nivelul semnalului de mod comun transmis este  $S_t(\text{comm2,diff1})$ .

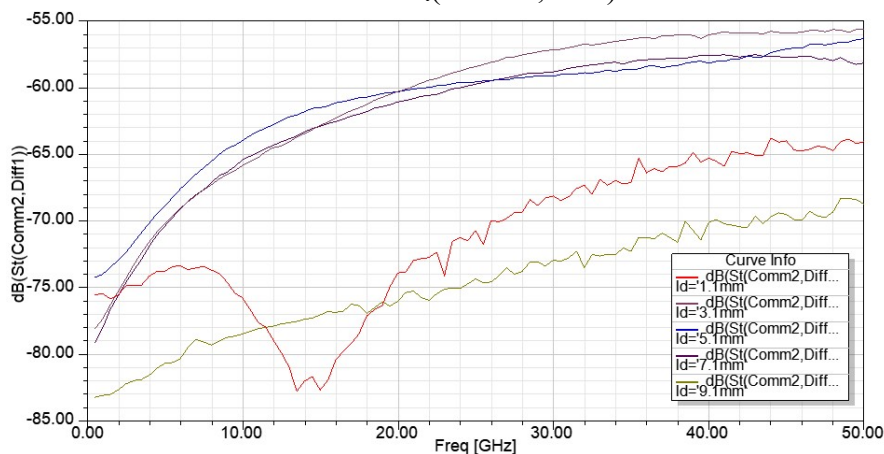


Figura 4.9 Variația parametrului de transmisie  $S_t(\text{comm2,diff1})$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii microstrip cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1; 3,1; 5,1; 7,1; 9,1 mm).

În figura 4.9 se observă că pentru distanțele de 3,1, 5,1 și 7,1 mm curbele au aceeași formă, cu variații în limita a  $6\text{dB}$  și valoarea maximă de aproximativ  $-54\text{dB}$ . În cazul distanței minime de 1,1 mm, semnalul comun variază între  $-75\text{dB}$  și  $-65\text{dB}$ , valori mai mici cu aproximativ  $10\text{dB}$  pentru frecvențe mai mari de  $10\text{GHz}$ .

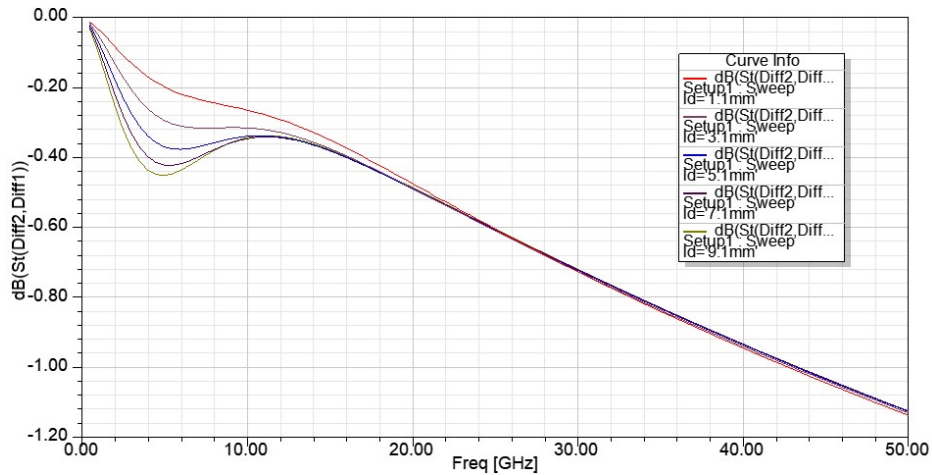


Figura 4.10 Variația parametrului de transmisie  $S_t(\text{diff2,diff1})$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii *microstrip* cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1 ; 3,1 ; 5,1 ; 7,1 ; 9,1 mm).

Parametrul  $S_t(\text{diff2,diff1})$ , reprezentat în figura 4.10, indică pierderile semnalului diferențial la parcurgerea distanței de 60 mm. Pierderile de propagare sunt influențate de distanța dintre cele două linii *microstrip* până la frecvența de 15 GHz. La frecvențe superioare acestei valori curbele respective se suprapun. De asemenea, pierderile cresc cu mărirea distanței dintre traseele *microstrip*. Curbele ce descriu pierderile au un minim local în jurul frecvenței de 5 GHz.

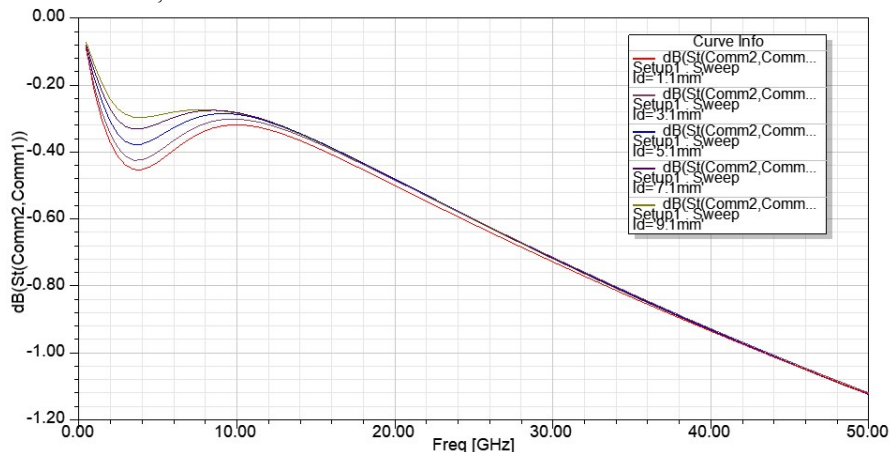


Figura 4.11 Variația parametrului de transmisie  $S_t(\text{comm2, comm1})$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii *microstrip* cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1 ; 3,1 ; 5,1 ; 7,1 ; 9,1 mm).

Parametrul  $S_t(\text{comm2,comm1})$  din figura 4.11 indică atenuarea semnalului comun. Simulările arată o variație asemănătoare pentru cele 5 distanțe dintre linii, însă curbele sunt dispuse în ordine inversă față de cazul precedent, respectiv atenuările maxime se obțin în cazul în care distanța dintre linii este de 1,1 mm.

#### Determinarea impedanței liniei diferențiale

Impedanța diferențială reprezintă impedanța celor două linii atunci când la intrările lor se aplică două semnale cu amplitudini egale, însă defazate cu 180 de grade (+1 V și -1 V). Dacă cele două linii ar fi independente, adică nu ar exista cuplaj între ele, impedanța în cazul alimentării diferențiale este de două ori impedanța de intrare a unei linii singulare.



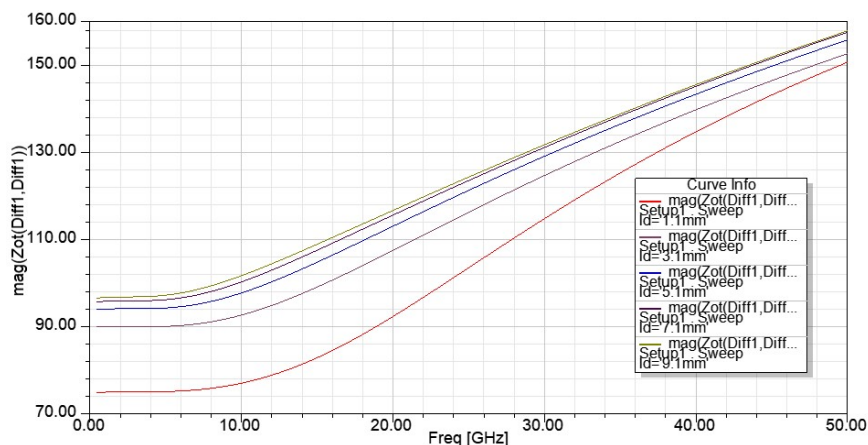


Figura 4.12 Variația impedanței  $Z_{0t}(\text{diff1}, \text{diff1})$ , în funcție de frecvență, în cazul a două linii microstrip cu lățimea de 3,1 mm pentru diferite distanțe între linii (1,1 ; 3,1 ; 5,1 ; 7,1 ; 9,1 mm).

Din graficele prezentate în figura 4.12, rezultă că impedanța caracteristică este aproximativ constantă până la aproximativ 10 GHz, după care crește proporțional cu frecvența, având diferite pante de creștere în funcție de distanța dintre cele două linii *microstrip*. Simulările efectuate pentru diferite valori ale distanței dintre linii indică faptul că pentru o separare de aproximativ 1/3 din lățimea liniei există un cuplaj foarte strâns între cele două linii ce influențează valoarea impedanței diferențiale. Cuplajul scade cu mărirea distanței.

### 4.3 Analiza perechii diferențiale în domeniul timp

Pentru a analiza funcționarea perechii diferențiale în regim tranzitoriu parametrii S determinați la frecvența de 10 GHz, au fost salvați într-un fișier de tip *Touchstone*, apoi a fost lansat un proiect *Circuit Design*. Pentru alimentarea perechii diferențiale s-au utilizat două surse în impuls cu parametrii:  $U_1 = 1 \text{ V}$  și  $U_2 = -1 \text{ V}$ , durata impulsului  $t_i$ , frontul crescător  $t_{fc}$ , frontul descrescător  $t_{fd}$ , întârzierea- $t_{\text{intar}}$ .

În vederea analizei regimului tranzitoriu, circuitul echivalent a fost importat în *PSpice* sub forma unui bloc creat de către utilizator, apoi s-a realizat schema de alimentare diferențială ( $t_i=280 \text{ ps}$ ,  $t_{fc}=20 \text{ ps}$ ,  $t_{fd}=20 \text{ ps}$ ,  $t_{\text{intar}}=10 \text{ ps}$ ).

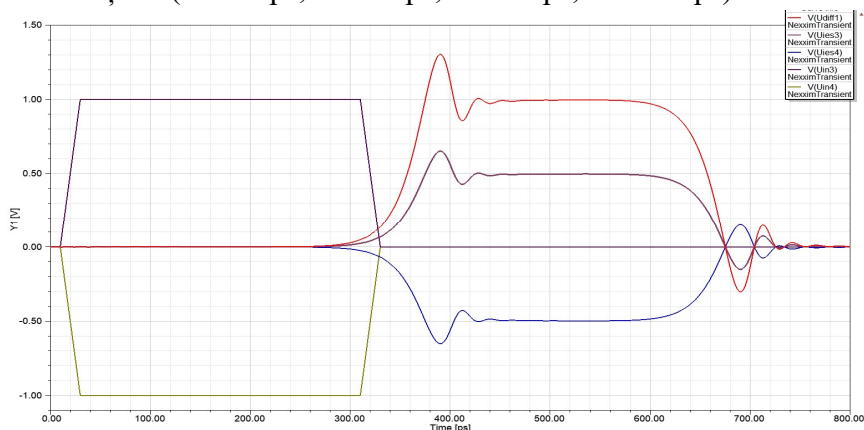


Figura 4.21 Variația tensiunilor la intrarea și la ieșirea celor două linii microstrip alimentate diferențial cu impulsuri trapezoidale având durata de 280 ps și fronturile de 20 ps.

În figura 4.21 se observă o creștere a amplitudinii oscilațiilor produse de trecerea prin linia diferențială la aproximativ 40%.

Pentru o frecvență de ceas de 10 GHz rezultă o perioadă de repetiție a impulsurilor de 100 ps și un timp de front de 10 ps ( $t_i=100$  ps,  $t_{fc}=10$  ps,  $t_{fd}=10$  ps,  $t_{intar}=10$ ps).

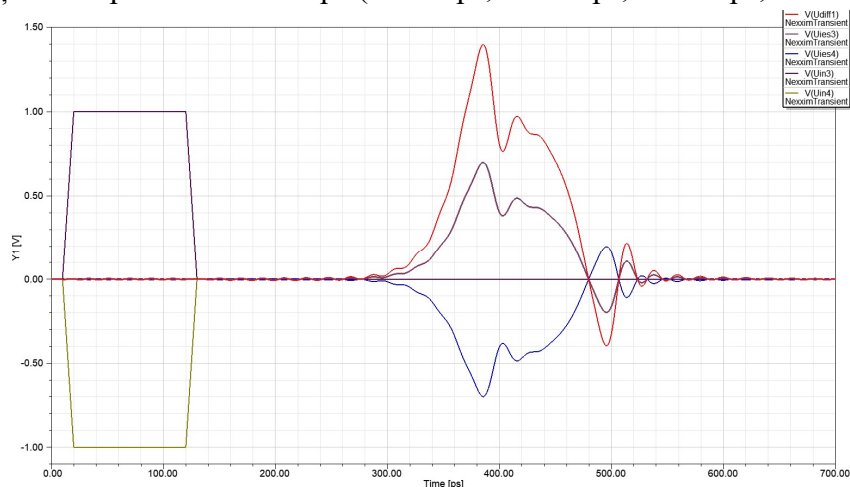


Figura 4.22 Variația tensiunilor la intrarea și la ieșirea celor două linii microstrip alimentate diferențial cu impulsuri trapezoidale având durata de 100 ps și fronturile de 10 ps.

În figura 4.22 se observă că în acest caz impulsul obținut la ieșirea liniei diferențiale este deformat, iar amplitudinea maximă a oscilațiilor ajunge la 60% din amplitudinea impulsului aplicat la intrare.

Alte probleme care generează interferențe în cazul liniilor diferențiale sunt date de diferențele de timpi de propagare dintre cele două linii, respectiv de parametrii diferiți ai impulsurilor care se aplică la intrare. În acest scop au fost efectuate simulări cu impulsuri având durate diferite, timpi de creștere diferiți și respectiv timpi de propagare diferiți.

## 4.4 Concluzii

Linia diferențială are anumite particularități ce țin de modul în care este alimentată cu semnal de mod comun sau cu semnal diferențial și de modurile par și impar. În cadrul capitoului sunt prezentate rezultatele obținute în privința parametrilor S micști și variația impedanței la alimentarea cu semnal de mod comun, respectiv cu semnal diferențial. Analiza regimului tranzitoriu poate fi efectuată cu metode de circuit, dacă se extrag parametrii L, C, G și R ai perechii diferențiale.

Contribuțiile proprii din acest capitol se referă la:

- Modelarea unei perechi diferențiale realizate pe un substrat cu pierderi mici Rogers 4003 C pentru PCB-uri de viteză mare;
- Studiul variației parametrilor perechii diferențiale cu metoda câmpului electromagnetic în cazul alimentării cu semnal diferențial și cu semnal de mod comun, în banda 1-50 GHz;
- Analiza parametrilor de reflexie și de transmisie în banda 1-50 GHz, în funcție de distanța dintre linii (1,1; 3,1 ; 5,1; 7,1 și 9,1 mm), la alimentarea cu semnal diferențial și cu semnal de mod comun folosind parametrii S micști;
- Analiza variației impedanței diferențiale și comune în banda 1-50 GHz, în funcție de distanța dintre linii (1,1; 3,1 ; 5,1; 7,1 și 9,1 mm).
- Determinarea semnalului comun în cazul alimentării cu semnal diferențial și a semnalului diferențial în cazul alimentării cu semnal de mod comun în banda 1-50 GHz, în funcție de distanța dintre linii (1,1; 3,1 ; 5,1; 7,1 și 9,1 mm).

- Determinarea parametrilor distribuiți (L, C, G, R), realizarea schemei echivalente cu constante concentrate și realizarea de simulări în domeniul timp pentru analiza regimului tranzitoriu.

## 5. Determinarea câmpurilor radiate de treceri și linii *microstrip* în circuitele și sistemele digitale

### 5.1 Introducere

Interferențele electromagnetice transmise prin radiație devin semnificative odată cu mărirea frecvenței de lucru [52]. Ca urmare, creșterea frecvenței de ceas duce la intensificarea efectului liniei de transmisie asupra diferitelor trasee ce asigură conexiunile necesare între diferite circuite dispuse pe o plăcuță de circuit imprimat. În aceste condiții, pe măsură ce crește frecvența de lucru a sistemelor digitale analizele de compatibilitate electromagnetică efectuate în etapa de proiectare trebuie să fie cât mai precise și detaliate. În caz contrar cheltuielile efectuate în vederea îndeplinirii unor cerințe de compatibilitate electromagnetică (cum ar fi ecranarea, separarea în distanță etc.) vor fi mult mai mari. De asemenea, trebuie revizuite/completate standardele privind nivelurile interferențelor și sensibilități/imunității pentru diferite tipuri de echipamente [53]. În prezent aceste standarde prevăd nivelurile de referință și metodele de măsurare ale parametrilor de compatibilitate până la frecvențe situate între 1 și 6 GHz.

Principalele surse de interferențe produse prin radiație sunt [25] [34]:

1. Trasele orizontale realizate pe plăcuțele de circuit integrat, care asigură legătura dintre diferite elemente ale echipamentului respectiv.
2. Trecerile de pe un strat pe altul. Aceste treceri sunt utilizate pentru transmiterea semnalelor între straturi, dar și pentru transmiterea planului de masă sau a tensiunii de alimentare.
3. Combinații între treceri și trasee orizontale, care apar atât pe calea de semnal cât și pe căile de alimentare [57]
4. Fantele realizate în planul de masă. Aceste fante se caracterizează prin faptul că una dintre dimensiuni este mult mai mică decât cealaltă.
5. Suprafețe radiante. Acestea se caracterizează prin faptul că cele două laturi au dimensiuni comparabile. Au aceeași utilitate ca și fantele, însă apar și în cazul carcaselor diferitelor dispozitive electronice.
6. Bucle realizate sub formă de traseu conductor sau ca fante. Acestea pot fi circulare, eliptice sau dreptunghiulare.

## 5.2 Determinarea câmpului radiat de o sursă de radiație liniară, infinitezimală

Fenomenele electromagnetice sunt descrise de ecuațiile lui Maxwell care exprimă interdependențele dintre parametrii electromagnetici ai mediului, permitivitatea dielectrică, conductivitatea și permeabilitatea magnetică, și mărimile ce caracterizează câmpul electromagnetic, intensitatea câmpului electric  $\bar{E}$ , intensitatea câmpului magnetic  $\bar{H}$ , inducția electrică  $\bar{D}$ , inducția magnetică  $\bar{B}$ , precum și densitatea de sarcină de volum ( $\rho_v$ ).

Se consideră că un conductor de lungime  $L$  este dispus de-a lungul axei  $Oz$  și că este alimentat cu un curent  $I_0 e^{j\omega t}$ . Dacă se notează cu  $d_c$  diametrul conductorului, rezultă expresia densității de curent în secțiunea transversală:

$$\bar{J}\left(t - \frac{r}{c}\right) = \frac{\bar{I}}{\frac{\pi d_c^2}{4}} = \frac{\bar{I}_0 e^{j\omega\left(t - \frac{r}{c}\right)}}{\frac{\pi d_c^2}{4}}, \quad (5.26)$$

În zona îndepărtată sau de radiație unde termenii care depind de  $1/r^2$  și  $1/r^3$  pot fi neglijați în raport cu cei care depind de  $1/r$ , se obțin relațiile:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_\theta = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left( \frac{j\omega}{rc^2} + \frac{1}{r^2c} + \frac{1}{j\omega r^3} \right) I_0 e^{j\omega\left(t - \frac{r}{c}\right)} L \sin \theta \\ E_r = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left( \frac{2}{r^2c} + \frac{2}{j\omega r^3} \right) I_0 e^{j\omega\left(t - \frac{r}{c}\right)} L \cos \theta \\ E_\phi = 0 \\ H_r = H_\theta = 0 \\ H_\phi = \frac{1}{4\pi} \left( \frac{j\omega}{rc} \sin \theta + \frac{1}{r^2} \sin \theta \right) I_0 e^{j\omega\left(t - \frac{r}{c}\right)} L \end{array} \right. \quad (5.37)$$

## 5.3 Determinarea câmpului radiat de o trecere prin planul de masă

Trecerile prin unul sau mai multe straturi ale unei plăcuțe de circuit imprimat asigură transmiterea tensiunii de alimentare sau a altor tipuri de semnale între diferite sisteme digitale [63] [64]. Comportarea acestora în frecvență influențează parametrii semnalelor transmise, iar o parte din energia transmisă este radiată în mediul din jurul trecerii respective. În vederea determinării câmpului radiat s-au analizat diferite scenarii care pornesc de la ipoteza că trecerea este în gol sau conectată la un segment de linie de o anumită lungime. Simulările au fost efectuate în banda 1-40 GHz.

## 5.4 Determinarea câmpului radiat prin simulări

În vederea analizei comportamentului unei treceri printr-un substrat, se consideră exemplul de mai jos în care o plăcuță de substrat Rogers 4003C, cu dimensiunile:  $L_m$  pe  $Ox=60$  mm,  $l_{m1}$  pe  $Oy=60$  mm,  $h_t$  (lungime trecere)= 1,524 mm,  $D_e$  (diametrul exterior)= 0,46 mm,  $D_t$  (diametrul trecere)= 0,2 mm,  $sh$  (grosime substrat)= 1,524 mm,  $L_c$  (lungime cablul coaxial)= 10 mm,  $l_w$  (lățime linie *microstrip*)=3,1 mm), în partea

inferioară planul de masă, iar trecerea este alimentată printr-un cablu coaxial cu impedanța caracteristică de 50 Ω.

Au fost studiate trei cazuri, respectiv trecerea propriu-zisă (în gol), trecerea conectată la o linie *microstrip* în gol și trecerea conectată la o linie *microstrip* terminată pe o impedanță de sarcină egală cu 50 Ω.

### Determinarea câmpului radiat de o trecere în gol

Alimentarea trecerii se realizează prin intermediul unui cablu coaxial care are conductorul central legat la trecere, iar cămașa exterioară la suprafața conductoare. La celălalt capăt al cablului coaxial s-a definit portul de alimentare.

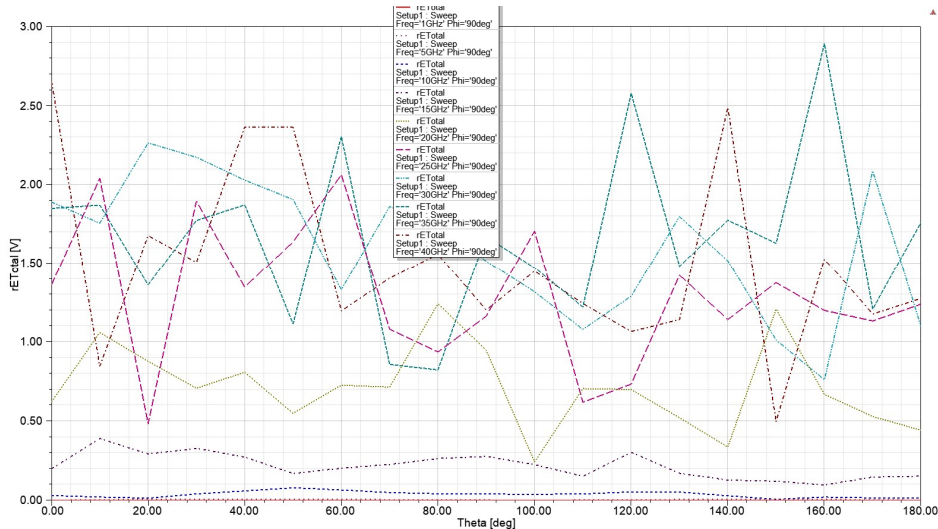


Figura 5.11 Variația parametrului  $rE$  la diferite frecvențe, în banda 1-40 GHz, în funcție de unghiul  $\theta$ , pentru  $\phi=90^\circ$ .

Pe ordonata graficului din figura 5.11 este reprezentat parametrul  $rE$ , câmpul  $E$  fiind exprimat în V/m, iar  $r$  în m. Pentru frecvențe mici, până la 5 GHz, valoarea câmpului radiat este foarte mică. Aceasta crește cu frecvența, observându-se variații mici cu unghiul  $\theta$  pentru  $f=10, 15$  și  $20$  GHz. La frecvențe mai mari dependența câmpului de coordonata  $\theta$  este mult mai puternică. La o distanță de 10 cm, câmpurile cele mai mari, de ordinul a 25 V/m, se obțin la extremitatea superioară a benzii ( $f=35-40$  GHz).

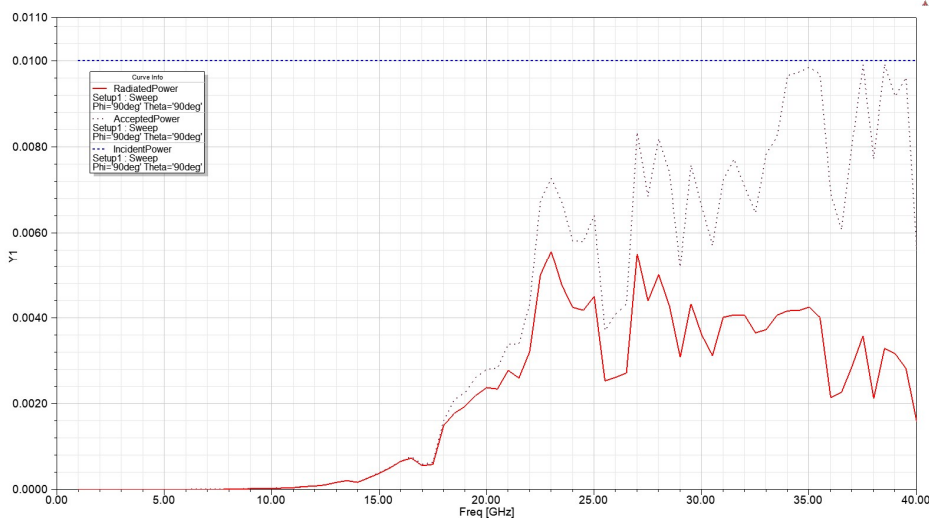


Figura 5.15 Variația puterii de alimentare, din antenă și a celei radiate.

Trecerea este alimentată prin intermediul unui cablu coaxial cu lungimea de 10 mm. Puterile reprezentate în graficul 5.15 nu depind de direcție, însă la legendă apar unghiurile  $\theta$  și  $\phi$  întrucât s-au utilizat ca variabile în simulările efectuate.

Puterea incidentă aplicată la intrarea trecerii este de 10 mW și este constantă în banda 1-40 GHz. Puterea transmisă în trecere crește cu frecvența începând cu  $f=9$  GHz, apropiindu-se de valoarea maximă de 10 mW în partea superioară a benzii analizate. Puterile absorbită și radiată de trecere cresc după o curbă parabolică în intervalul 10-23 GHz, după care puterea radiată rămâne la o valoare de aproximativ 4 mW, în timp ce puterea absorbită de trecere crește în continuare.

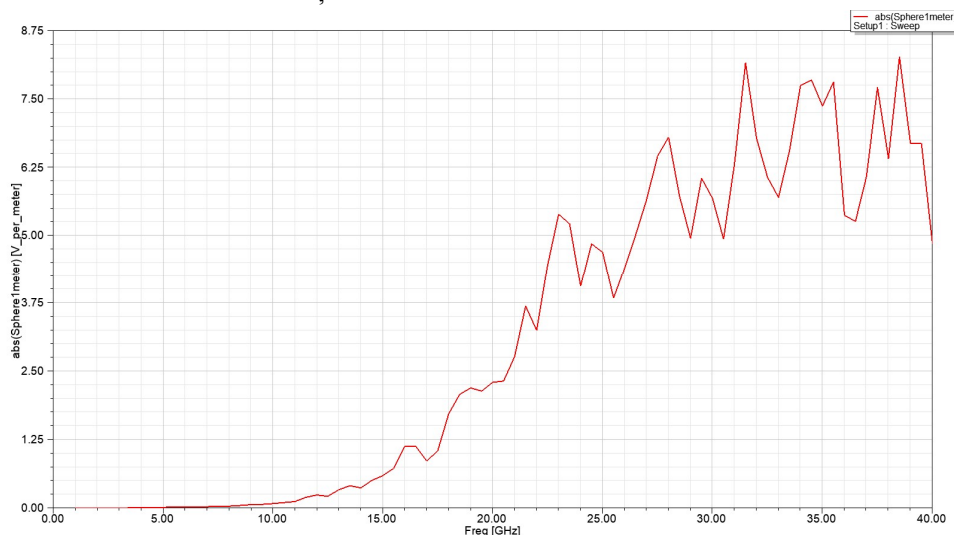


Figura 5.16 Variația câmpului maxim radiat în funcție de frecvență.

Simularea din figura 5.16 a fost realizată folosind opțiunea “*Emission test*” care permite determinarea valorii maxime a câmpului emis indiferent de direcție. Acest parametru se compară cu valoarea prevăzută în standardul corespunzător domeniului de utilizare a echipamentului respectiv

#### **Determinarea câmpului radiat de o trecere conectată la o linie microstrip în gol**

Se consideră o trecere de pe un strat pe altul. Se presupune că trecerea este alimentată la capătul inferior printr-un cablu coaxial, iar celălalt capăt este conectat la o linie *microstrip* de lungime -  $l_{micro}$  lungime linie *microstrip*)= 10 mm.

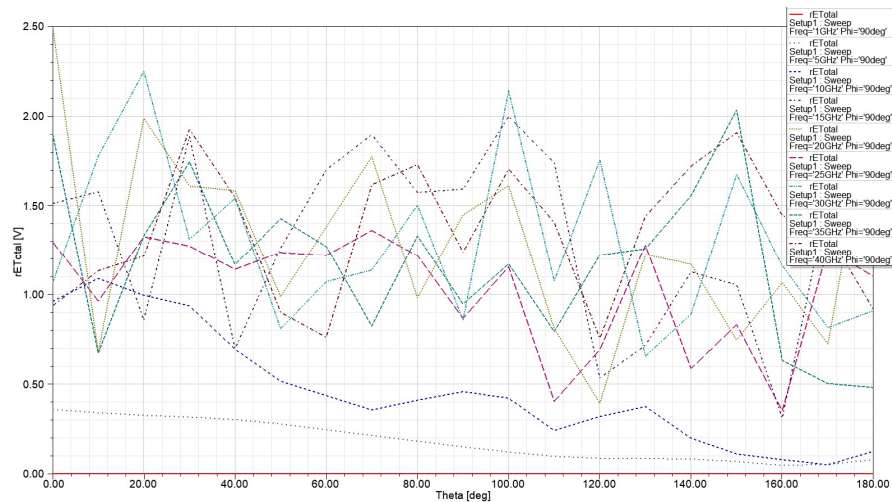


Figura 5.23 Variația parametrului  $rE$  la diferite frecvențe, în banda 1-40 GHz, în funcție de unghiul  $\theta$ , pentru  $\phi=90^\circ$ .

În figura 5.23 este reprezentat parametrul  $rE$  în funcție de unghiul  $\theta$  pentru  $\phi=90^\circ$ . Valoarea maximă a câmpului radiat este de 2.5 V/m și corespunde frecvenței de 20 de GHz. Pentru frecvențe mai mari 10 GHz, graficele indică un comportament în frecvență destul de asemănător, în schimb se produc variații mari în partea inferioară a benzii analizate, la frecvențele de 1, 5 și 10 GHz.

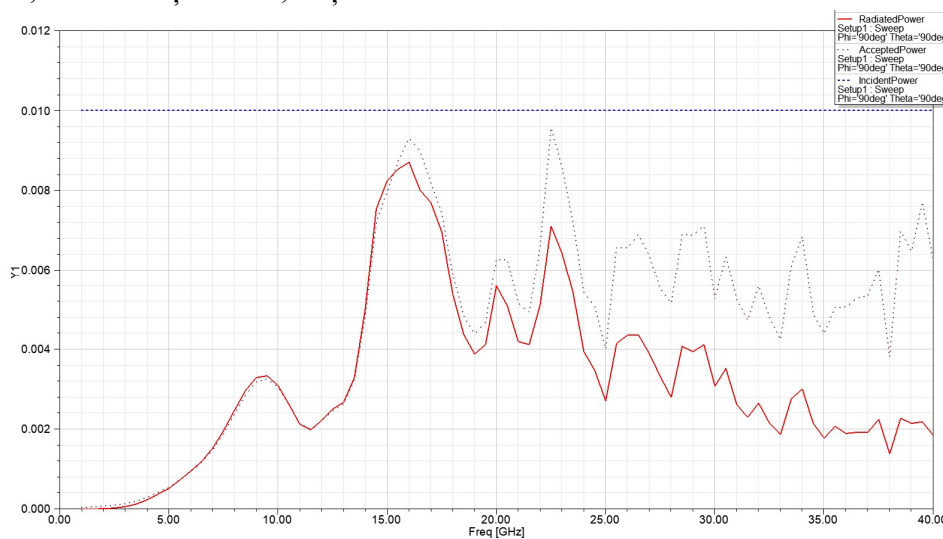


Figura 5.26 Variația puterii de alimentare, absorbite și a celei radiate.

Trecerea este alimentată prin intermediul unui cablu coaxial cu o putere de 10 mW, așa cum se prezintă în graficul 5.26. Puterea absorbită, care depinde de impedanța de intrare a structurii crește până la frecvența de 15 GHz (9,2 mW), cu un maxim local de 3,5 mW la 10 GHz, după care oscilează în jurul valorii de 6 mW. Puterea radiată urmează curba descrisă de puterea absorbită până la aproximativ 20 GHz, după care scade până la 2 mW la 40 GHz. Se observă că raportul dintre puterea radiată și cea absorbită scade de la aproape 1 la 2/6,2 la 40 GHz.



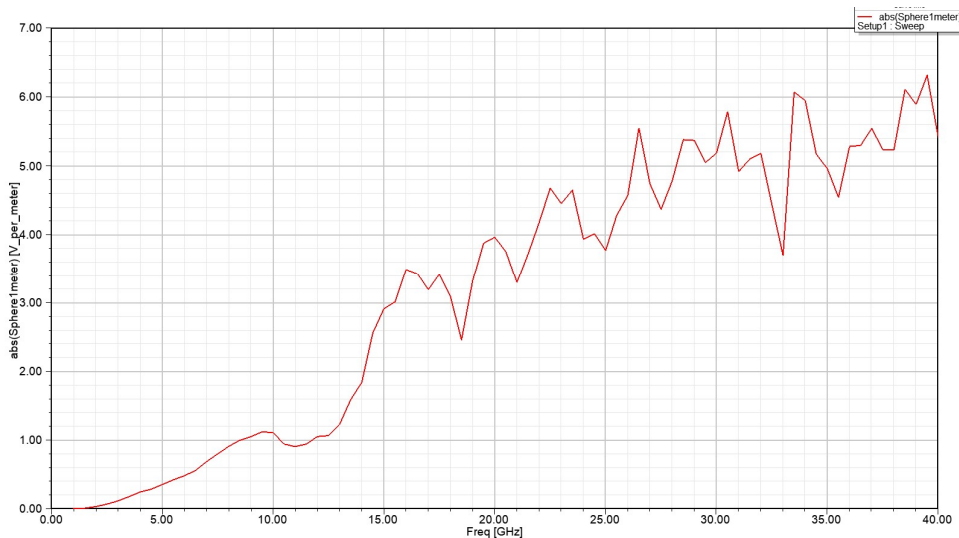


Figura 5.28 Variația câmpului maxim radiat în funcție de frecvență.

Câmpul radiat în funcție de frecvență, reprezentat în figura 5.28, variază de la 0 la aproximativ 6.4 V/m în intervalul de frecvențe 1 la 40 GHz. Graficul indică relația de proporționalitate dintre amplitudinea câmpului și frecvență.

## 5.5 Concluzii

În cazul frecvențelor de lucru de ordinul GHz, trecerile de pe un start pe altul și conexiunile realizate pe plăcuțele de circuit imprimat devin surse de radiație, energia electromagnetică fiind transmisă prin substrat și prin aer către circuitele vecine.

În cadrul capitolului se determină expresiile câmpurilor radiate de către treceri și structuri formate din treceri și trasee orizontale, în gol și conectate la o impedanță de sarcină. Simulările efectuate indică dependența de frecvență a câmpurilor radiate și sunt utile pentru identificarea unor măsuri pentru reducerea semnalelor de interferență, cum ar fi utilizarea unor pini conectați la masă, realizarea unor filtre de rejecție pe anumite frecvențe sau ecranarea pentru limitarea câmpurilor transmise prin substrat etc.

Principalele contribuții din acest capitol sunt:

- Propunerea unui model teoretic și determinarea pe cale analitică a câmpului electromagnetic radiat de către o trecere în gol, o trecere conectată la o linie *microstrip* în gol și o trecere conectată la o linie *microstrip* adaptată, în banda 1-40 GHz;
- Determinarea valorilor maxime ale câmpurilor radiate la diferite distanțe, pentru cele 3 structuri radiante, în banda 1-40 GHz;
- Determinarea puterilor radiate de cele 3 configurații întâlnite în circuitele digitale de mare viteză;
- Analiza câmpului electric radiat de către o trecere în gol, o trecere conectată la o linie *microstrip* în gol și o trecere conectată la o linie *microstrip* adaptată, în banda 1-40 GHz pe diferite direcții.



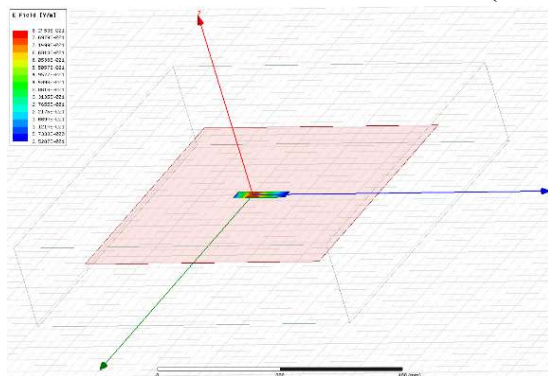
## 6. Studiul câmpului radiat printr-o fantă practică în planul de masă și în cutia unui calculator de tip *desktop*

### 6.1 Introducere

Plăcile de circuit imprimat pe care sunt realizate sistemele digitale conțin mai multe straturi pe care sunt realizate traseele de semnal și de alimentare. În funcție de complexitatea sistemului pot exista unul sau mai multe plane de masă și de alimentare. Planele de masă sunt realizate pe toată suprafața PCB-ului sau pe porțiuni mai mari pentru a asigura inductanțe mici pentru curenții de întoarcere și pot avea fante de diferite dimensiuni pentru a fixa conectori [72]. Astfel de fante există atât pe panoul frontal pentru USB-uri, DVD-uri, cât și pe cel din spate al unui calculator de tip *desktop* pentru mufele de alimentare cu energie, mufa Internet, *slot*-uri pentru carduri de extensie etc. [74]. În vederea analizei comportării în frecvență a acestor structuri radiante, precum și pentru analiza influenței lor asupra compatibilității electromagnetice se studiază câmpul radiat de o suprafață, se efectuează simulări cu o fantă cu dimensiunile unui *slot* pentru un card de extensie și se efectuează simulări cu o sursă de radiație dispusă în interiorul unei incinte cu pereții conductori.

### 6.2 Radiația unei fante practicate într-o suprafață conductoare

În vederea analizei influenței pe care o au fantele practicate în pereții incintelor utilizate pentru fixarea diferitelor elemente de intrare ieșire, memorie externă, DVD, USB, CD-ROM, alimentare etc. se analizează, mai întâi, comportarea din punct de vedere electromagnetic a unei suprafețe radiante de anumite dimensiuni [77]. S-a ales o fantă cu dimensiunile de 20X100 mm (*slot* de extensie card pe panoul din spate al unui



*desktop*). Alimentarea fantei s-a realizat prin intermediul unui port care se află la o anumită distanță de centrul fantei pentru a micșora impedanța de intrare. În figura 6.2 se prezintă distribuția câmpului electric în fanta iar în figura 6.4 s-a reprezentat parametrul  $rE$  în funcție de frecvență.

Figura 6.2 Configurația geometrică a structurii analizate și distribuția câmpului electric în fanta radiantă.

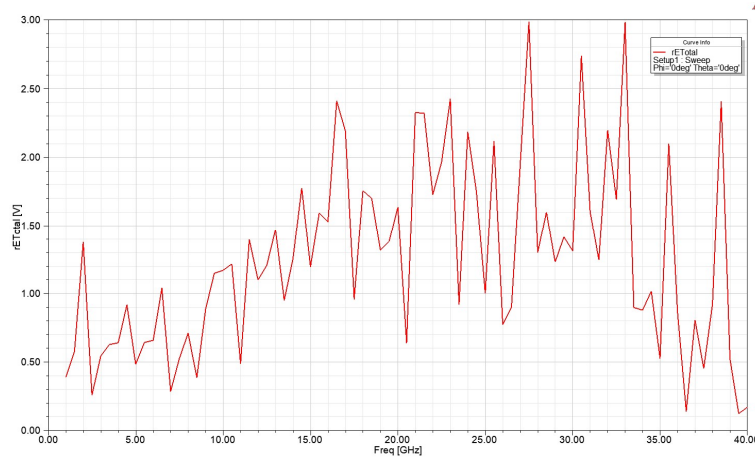


Figura 6.4 Variația parametrului  $rE$  în funcție de frecvență pentru o fanta-slot extensie card, în banda 1-40 GHz, pentru  $\theta=0^0$  și  $\phi=0^0$ .

Amplitudinea câmpului radiat de către fantă depinde de direcție, prin unghiurile  $\theta=0^0$  și  $\phi=0^0$ , de frecvență și de distanța la care se efectuează determinarea. Amplitudinea câmpului electric radiat, la distanța de 1 m, pe direcția  $\theta=0^0$  și  $\phi=0^0$ , variază între 0,1 V și aproximativ 3 V. Cele mai mari valori se obțin la 27.5 GHz și 34 GHz.

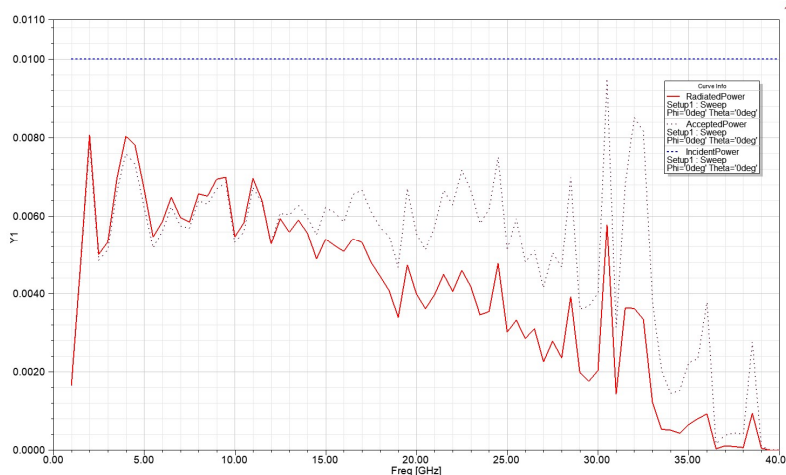


Figura 6.5 Variația puterii incidente, absorbite și radiate pentru o fanta-slot extensie card.

În figura 6.5 sunt reprezentate variațiile puterilor absorbită și radiată, în funcție de frecvență, în ipoteza că puterea aplicată la intrare este constantă (10mW). Din graficul realizat în programul de simulare, se observă că în intervalul 1-12.5 GHz puterile absorbită și radiată sunt aproximativ egale. Teoretic puterea radiată trebuie să fie mai mică sau egală cu puterea absorbită. Faptul că, la unele frecvențe, puterea radiată este puțin mai mare se datorează aproximărilor făcute de programul de simulare. Diferența maximă dintre cele două puteri se obține la frecvența de 4 GHz și este de 0.004 mW, ceea ce reprezintă o eroare de  $0,0004/0,010 \times 100 = 4\%$ . Puterea radiată scade de la 8 mW, pentru  $f=2$  și 4 GHz, și la aproximativ 0 mW pentru  $f=40$  GHz. Micșorarea puterii radiate cu creșterea frecvenței se explică prin faptul că fanta funcționează ca o structură radiantă rezonantă, randamentul micșorându-se pe măsură ce ne îndepărtăm de frecvența de rezonanță.

### 6.3 Studiul câmpului produs de o sursă de radiație de tip spirala lui Arhimede plasată în interiorul unei incinte de tip *desktop*

În acest capitol se analizează comportarea electromagnetică a unei incinte în interiorul căreia se află o sursă de radiație. Pentru a caracteriza câmpurile transmise în afara incinte, în banda 1-40 GHz, s-a plasat în interiorul incinte (Lx- dimensiunea incinte pe axa Ox-380 mm, Ly -dimensiunea incinte pe axa Oy-220 mm, Lz- dimensiunea incinte pe axa Oz-420 mm) o sursă de radiație de bandă largă de tipul spirala lui Arhimede, care acoperă o gamă foarte mare și lucrează cu polarizare circulară. Incinta are pereții metalici cu grosimea de 0,1 mm. Se consideră o incintă de tip carcasă de *desktop* în care s-a practicat o fantă de dimensiunile Lfy- dimensiunea fantei pe Oy- 100 mm, Lfz- dimensiunea fantei pe Oz-20 mm și 0,1 mm dimensiunea fantei pe Ox. Pentru definirea structurii geometrice s-au folosit un sistem de coordonate rectangular de referință și două sisteme de referință relative, CS1 (x=-0,1 mm, y=100 mm, z=20 mm) utilizat pentru poziționarea fantei și CS2 (0mm , 105 mm , 120 mm) pentru poziționarea sursei de radiație. Sistemul de coordonate CS2 are axele Ox și Oz interschimbate. Reprezentările grafice au fost efectuate în sistemul de coordonate de referință. Structura analizată precum și poziționarea sursei de radiație sunt prezentate în figura 6.13. Se observă că sursa de radiație este aliniată cu fanta. În figura 6.15 se prezintă distribuția câmpului electric.

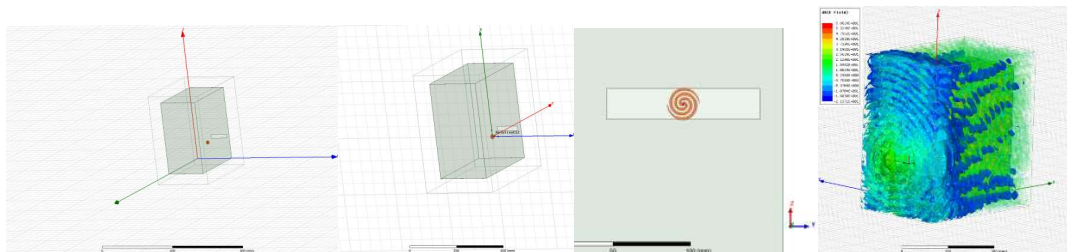


Figura 6.13 Structura geometrică analizată. Figura 6.15 Distribuția câmpului E la 6 GHz.

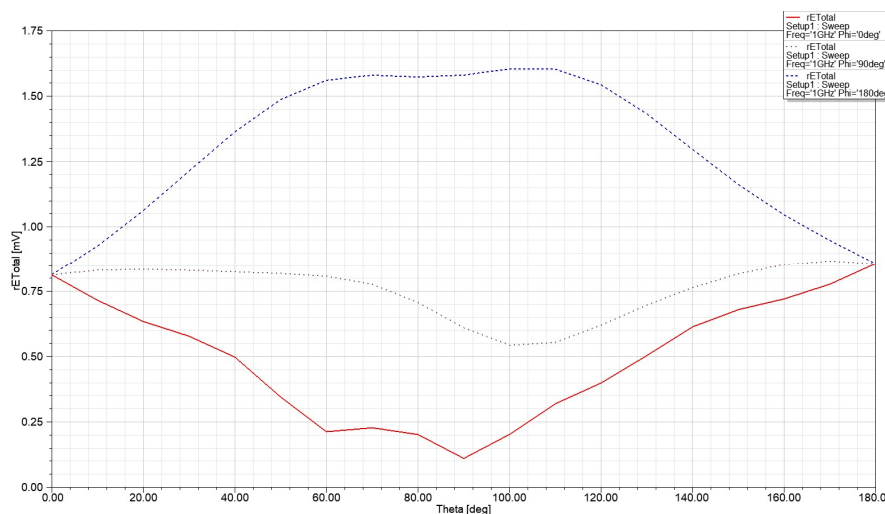


Figura 6.20 Variația parametrului  $rE$  în funcție de unghiul  $\theta$  la  $f=1$  GHz, pentru  $\phi=0, 90$  și  $180$  de grade.

Câmpului electric din figura 6.20 este reprezentat în sistemul de coordonate global, în care unghiurile  $\phi=0, 90$  și  $180$  indică direcția Ox spre interiorul cutiei, direcția Oy în planul peretelui cutiei și direcția Oz spre exteriorul cutiei.

La frecvența de 1 GHz, figura 6.20, valoarea maximă a câmpului este de 1,65 mV/m și corespunde unghiului  $\phi=90$  de grade.

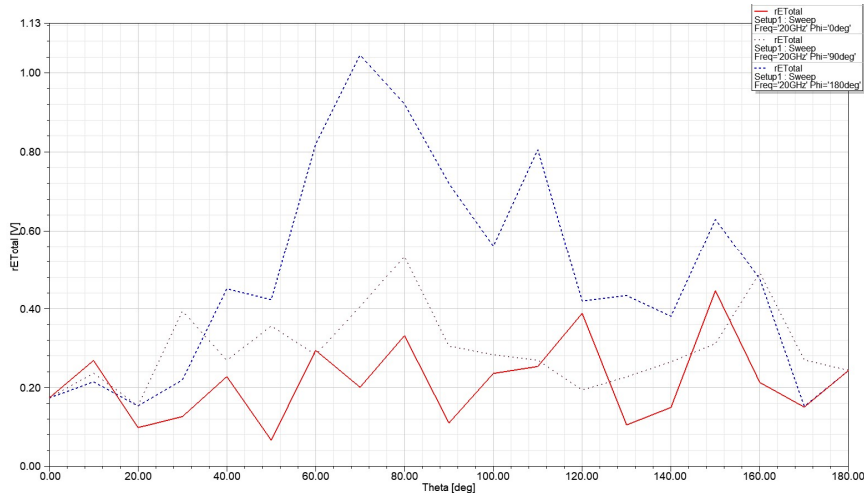


Figura 6.22 Variația parametrului  $rE$  în funcție de unghiul  $\theta$  la  $f=20$  GHz, pentru  $\phi=0, 90$  și  $180$  de grade.

Distribuția câmpului electric radiat se modifică cu mărirea frecvenței, fapt ilustrat de figura 6.22. La 20 GHz amplitudinea maximă a câmpului este de 1,04 V/m și se obține pentru unghiul  $\theta$  egal cu 70 de grade. Se observă că spre interiorul incintei și respectiv în planul peretelui cutiei câmpul are variații mai mici.

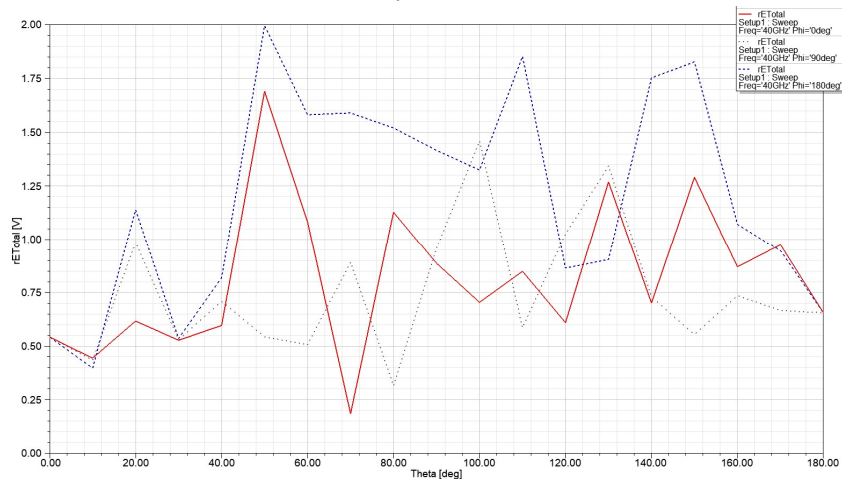


Figura 6.24 Variația parametrului  $rE$  în funcție de unghiul  $\theta$  la  $f=40$  GHz, pentru  $\phi=0, 90$  și  $180$  de grade.

Variația câmpului electric radiat la 40 GHz este reprezentată în figura 6.24. Amplitudinea maximă a câmpului este de 2 V/m și corespunde unui unghi  $\theta$  de  $70^\circ$ . Ca și în cazul precedent, câmpurile radiate în cele trei cazuri analizate au amplitudini comparabile.

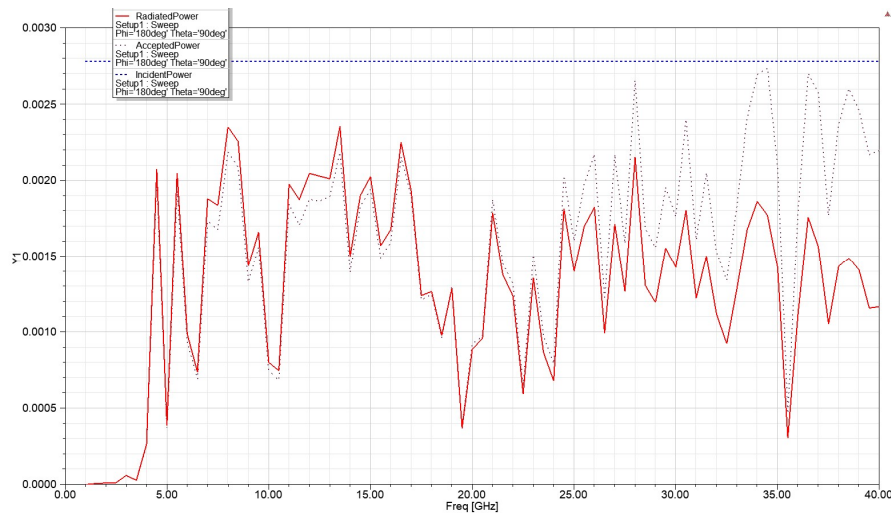


Figura 6.26 Variația puterii de alimentare, absorbite și a celei radiate.

În figura 6.26 se prezintă variația puterilor în ipoteza că elementul radiant din interiorul incintei este alimentat cu o putere de 0,010 W. Puterea cu care este alimentată suprafața radiantă tăiată în peretele panoului din spate este de aproximativ 0,0028 W. O parte din această putere este absorbită de către fantă, iar altă parte este reflectată. Puterea radiată este reprezentată cu culoarea roșie și variază în intervalul 0-0,00235 W. Din graficul de mai sus se observă că puterea radiată de *slot*-ul de card de extensie este mică până la frecvența de 3,5 GHz, apoi atinge două maxime de 0,00205 W la frecvențele de 4,5 și 5,5 GHz. Urmează o bandă de frecvențe, între 6,5 GHz și 10,5 GHz, în care puterea radiată are un lob cu valoarea maximă de 0,00235 W. În intervalul 11-17,5 GHz puterea variază în jurul valorii 0,0017 W, are un minimum de 0,0004 W la 19,5 GHz și apoi variază în jurul valorii 0,0015 W până la 40 GHz. Începând cu  $f=24,5$  GHz apare o diferență semnificativă între puterea radiată și puterea absorbită.

## 6.4 Concluzii

În cadrul capitolului s-au prezentat aspecte teoretice cu privire la determinarea câmpului radiat de o fantă practică într-o suprafață conductoare, care poate fi planul de masă al plăcuței de circuit imprimat, sau peretele unei incinte în care funcționează sistemul digital respectiv. Câmpurile au fost determinate, în anumite ipoteze, prin calcul analitic, dar și prin simulări efectuate cu un program specializat de calcul al câmpului electromagnetic. Analiza compatibilității electromagnetice în cazul unor incinte de tip *desktop* trebuie realizată din perspectiva interferențelor transmise în exterior prin diferite fante practicate în incinta respectivă pentru dispozitive de intrare-ieșire, pentru mufele de alimentare ale cablurilor pentru mufe USB și pentru cardurile de extensie. În cadrul capitolului au fost determinate prin simulări câmpurile radiate în exteriorul incintei de către o fantă cu dimensiunile unui *slot* de card de extensie. În simulările efectuate s-a folosit o sursă de radiație de tipul spirala lui Arhimede care a fost plasată în interiorul incintei. Acest tip de sursă de radiație are avantajul că lucrează cu polarizare circulară, prin urmare permite excitarea unor fante sau conductoare dispuse aleatoriu în spațiu.

Contribuțiile proprii din acest capitol se referă la:

- Determinarea analitică a câmpului radiat de o fantă cu dimensiunile unui *slot* de extensie card cu o anumită distribuție a câmpului electromagnetic pe suprafața radiantă, în banda 1-40 GHz;
- Analiza puterii absorbite de fantă și a celei radiate, în ipoteza că la intrare se aplică o putere de 10 mW, în banda 1-40 GHz;
- Determinarea câmpului maxim radiat la diferite distanțe în funcție de frecvență, în banda 1-40 GHz;
- Determinarea câmpului radiat la diferite frecvențe din banda 1-40 GHz, în funcție unghiul  $\theta$ , măsurat față de o axă perpendiculară pe planul fantei, pentru diferite valori ale unghiului  $\phi$ .
- Definirea unei configurații formate dintr-o incintă de tip *desktop* care are o fantă practică în panoul din spate și a unei surse de radiație de tip spirala lui Arhimede dispusă în interiorul incintei, în vederea determinării câmpului radiat în exteriorul incintei;
- Determinarea prin simulări a câmpului maxim radiat în afara incintei, în banda 1-40 GHz;
- Determinarea prin simulări a câmpului maxim radiat în afara incintei, în banda 1-40 GHz, în câmp apropiat la 10 mm și în câmp îndepărtat la 150 mm față de fantă;
- Analiza variației câmpului electric radiat, la diferite frecvențe, în funcție de unghiul  $\theta$ , în planul fantei și într-un plan perpendicular pe aceasta;
- Determinarea puterii incidente pe fantă, a puterii absorbite și a celei radiate în banda 1-40 GHz.

## 7. Rezultate experimentale

### 7.1 Măsurarea semnalelor de cuplaj

În vederea comparării rezultatelor obținute prin simulări cu cele determinate prin măsurători au fost proiectate mai multe plăcuțe de circuit imprimat cu 3 trasee dispuse la distanța de 8.1 mm. Substratul folosit este Rogers 4003 C, iar lățimea a fost calculată pentru o impedanță de 50 ohmi. Cele trei combinații au fost realizate în două variante, cu plan de masă continuu și cu o fantă în planul de masă cu lățimea de 3 mm, dispusă perpendicular pe traseele respective. Porturile sunt numerotate 1-2 pentru linia 1, 3-4 pentru linia 2 și 5-6 pentru linia 3.

Simulările efectuate în cazul celor 3 linii dispuse la o distanță de 2.7 lățimi una de cealaltă, cu fantă de 3 mm dispusă perpendicular pe cele 3 linii în zona centrală, prezentate în figura 7.6, indică o creștere a atenuării și o mărire a cuplajului la capetele apropiate și îndepărtate. Aceste variații se datorează modificării traseelor curenților în planul de masă (care ocolesc fanta respectivă) și excitării fantei.



## Rezultate experimentale

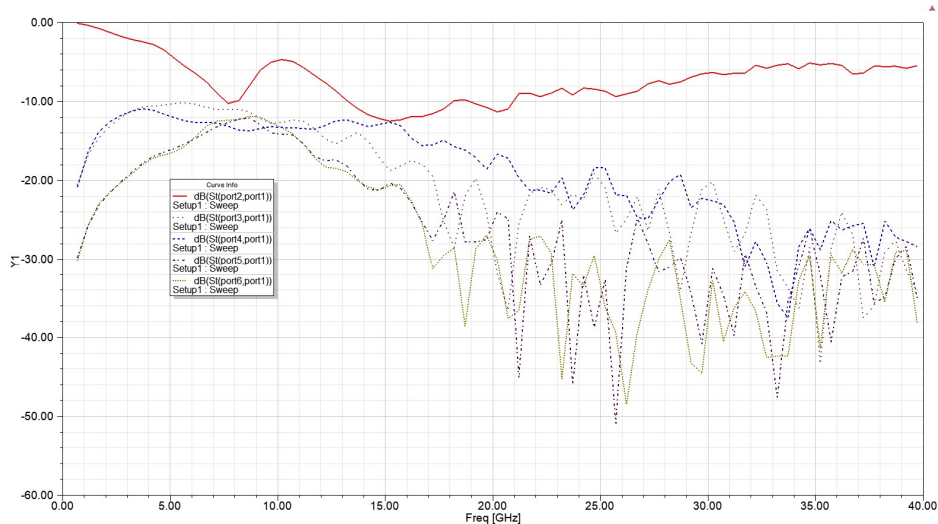


Figura 7.6 Parametrii de trecere și de cuplaj la capetele apropiate și îndepărtate obținuți prin simulări pentru 3 linii microstrip, cu fantă în planul de masă și distanța dintre linii de  $2.7lw$ .

Atenuarea,  $S_{21}$  nu mai are o dependență liniară ca în cazul planului de masă continuu, ci crește brusc în jurul frecvenței de 5 GHz și se menține în jurul valorii de -10 dB până la 26 GHz, apoi  $S_{21}$  scade la -6 dB. În același timp, în banda 0,7 -24 GHz,  $S_{41}$  crește de la aproximativ -25 dB, la o valoare medie de -15 dB, iar  $S_{61}$  este mult mai mare și variază în sens opus cazului cu fantă în planul de masă, în banda 0,7-18 GHz.

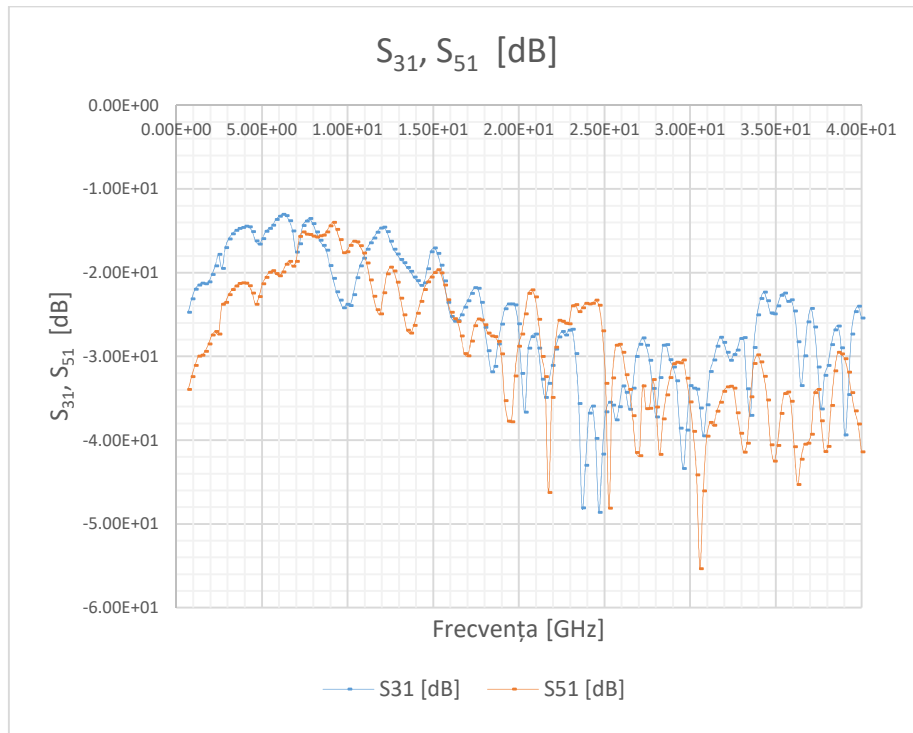


Figura 7.7 Variația parametrilor de cuplaj ( $S_{31}$  și  $S_{51}$ ) la capetele apropiate ale celor 3 linii microstrip cu distanța dintre linii de  $2.7 lw$  și o fantă cu lățimea de 3 mm practică în zona centrală a liniilor.

Valorile măsurate ale parametrilor  $S_{31}$  și  $S_{51}$  indică un cuplaj la capetele apropiate, între liniile 1 -2 și 1 -3, mai ridicat decât cel obținut în urma simulărilor, diferența fiind de ordinul decibelilor.

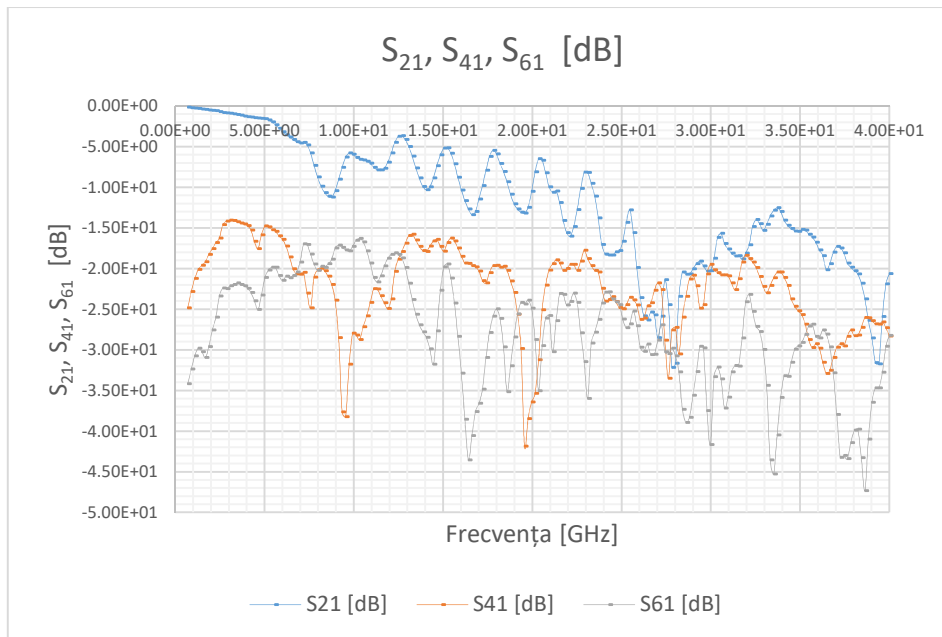


Figura 7.8 Variația atenuării ( $S_{21}$ ) și a parametrilor de cuplaj ( $S_{41}$  și  $S_{61}$ ) la capetele îndepărtate ale celor 3 linii microstrip cu distanța dintre linii de  $2.7 lw$  și o fantă cu lățimea de 3 mm practică în zona centrală a liniilor.

Atenuarea caracterizată de parametrul  $S_{21}$  este mult mai pronunțată în cazul plăcuței măsurate.  $S_{41}$  măsurat are o variație mai rapidă decât cel obținut prin simulări, fiind prezente 2 minime la 9.5 GHz (-36 dB) și la 19.5 GHz (-44 dB). Curba descrisă de  $S_{61}$  măsurat este apropiată de cea generată prin simulări, însă cu o atenuare suplimentară de aproximativ 6 dB.

## 7.2 Determinarea câmpului radiat prin măsurători

Măsurarea câmpului radiat de către o trecere, respectiv de o trecere conectată la o linie *microstrip* terminată în gol sau pe o sarcină adaptată, se poate realiza conectând un port al analizorului vectorial la o sursă de radiație cu parametrii cunoscuți, iar la celălalt port trecerea sau linia ce urmează să fie caracterizată. Sursele de radiație disponibile au fost o antenă horn și 2 antene log-periodice. Ca urmare, au fost efectuate măsurători folosind ca referință aceste antene. Ele acoperă parțial banda 0,7-40 GHz, de aceea măsurătorile au fost efectuate utilizând ca sursă de radiație antena horn care funcționează până la 40 GHz. Datele măsurate în configurația antenă horn -trecere/linie *microstrip* au fost comparate cu cele achiziționate în configurația antenă horn-antenă log-periodică.

Determinările practice s-au realizat în cazul liniilor terminate în gol și în sarcină, precum și a unei treceri conectate la o linie *microstrip*.



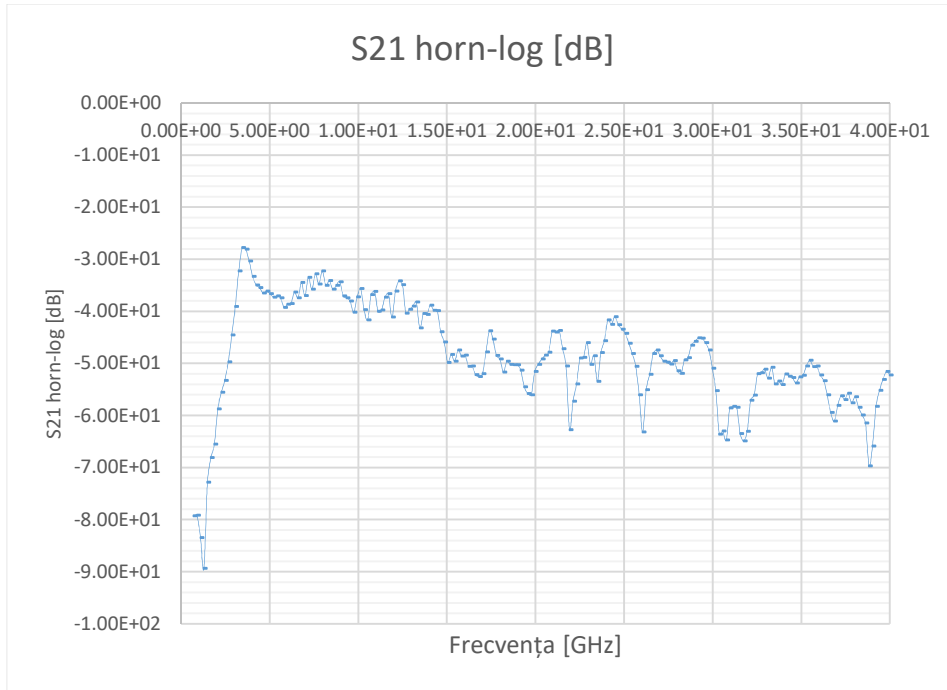


Figura 7.10 Variația parametrului de transmisie  $S_{21}$  în configurația antenă horn-antenă log-periodică în banda 0.7-40 GHz.

În figura 7.10 se prezintă comportarea în frecvență a acestui ansamblu. În banda 3-40 GHz nivelul mediu al semnalului scade de la -30 dB la aproximativ -65 dB. Întrucât antena horn are proprietăți de radiație foarte slabe în banda 0,7 -3 GHz, așa cum se poate observa în figura 7.10, au fost eliminate datele achiziționate în banda 0,7-3 GHz.

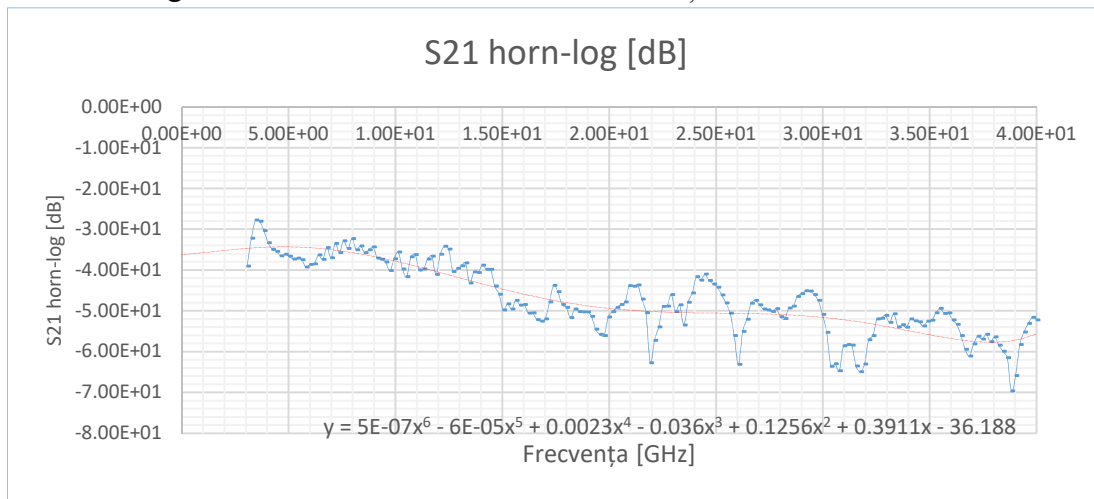


Figura 7.11 Variația parametrului de transmisie  $S_{21}$  în configurația antenă horn-antenă log-periodică în banda 3-40 GHz.

Dacă aproximăm această variație cu un polinom de gradul 6 variația este de la -35 dB la -58 dB.

Pentru analiza influenței pe care o are o trecere asupra semnalului radiat, s-a măsurat parametrul  $S_{21}$  al unei treceri conectate la o linie *microstrip* în gol, iar rezultatele au fost comparate cu cele determinate în cazul liniei *microstrip* în gol.

În cazul structurii formate dintr-o trecere conectată la linia *microstrip*, prezentate în figura 7.16, semnalul radiat variază în funcție de frecvență între -40 dB și -65 dB.

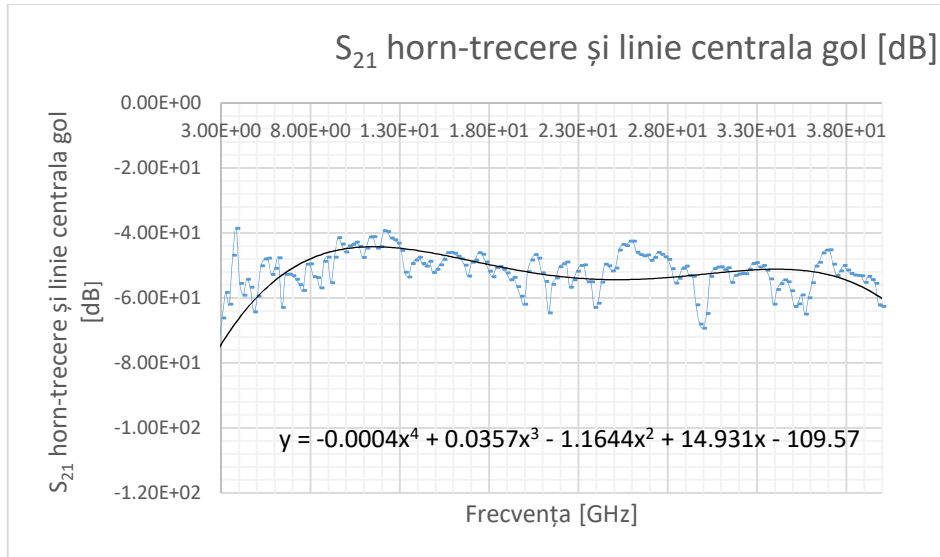


Figura 7.16 Variația parametrului  $S_{21}$  în configurația antenă horn- trecere conectată la o linie microstrip în gol.

În figura 7.17 s-a reprezentat diferența dintre  $S_{21}$  măsurat în configurația horn-linie gol și  $S_{21}$  măsurat în configurația horn-trecere și linie în gol.

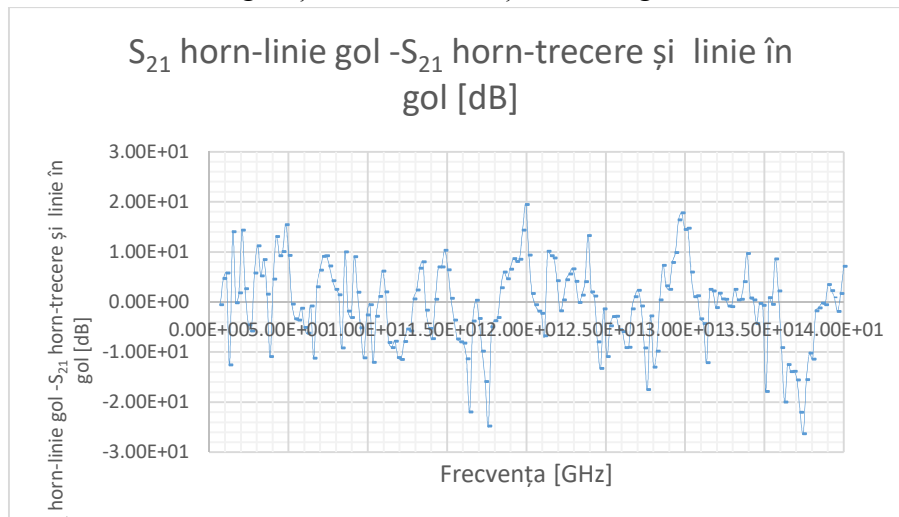


Figura 7.17 Diferența dintre parametrul  $S_{21}$  măsurat în configurațiile horn-linie microstrip în gol și horn-trecere conectată la o linie terminată în gol.

Influența trecerii asupra semnalului radiat poate fi analizată din figura 7.17. Se observă că apar variații ale semnalului radiat de până la 26 dB (37,5 GHz).

### 7.3 Măsurarea câmpului radiat în exteriorul unei incinte

Proprietățile de radiație ale unei fante dreptunghiulare practicate în partea din spate a unei incinte de tip *desktop* au fost determinate prin măsurători folosind un analizor vectorial cu două canale *Rohde Schwarz* care funcționează în banda 10 MHz-40 GHz. Distanța dintre sursa de radiație și antena de recepție a fost stabilită la 60 cm, având în vedere puterea echipamentului (maximum 8 dBm pentru calibrare). Cele două antene lucrează cu polarizare liniară cu vectorul câmp electric paralel cu suprafața solului.

Antenele log-periodice lucrează cu polarizare liniară, iar excitarea fantei s-a realizat cu câmpul electric perpendicular pe dimensiunea mai mare.

Graficul din figura 7.24 indică dependența de frecvență a semnalului transmis în spațiul liber, în configurația antenă horn-antena log-periodică. Se observă că în banda 0,7-3.5 GHz nivelul parametrului de transmisie este mai mic din cauza antenei horn care funcționează în banda 4-40 GHz.

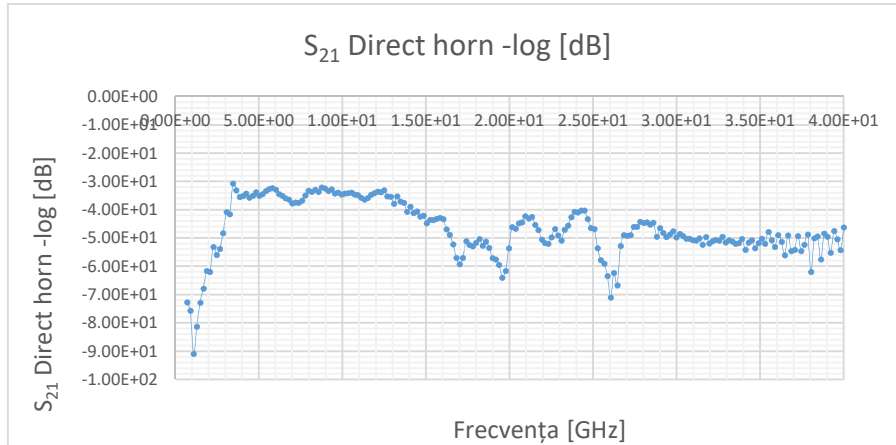


Figura 7.24 Variația parametrului de transmisie  $S_{21}$  în configurația antenă horn-antena log-periodică, în spațiul liber (direct).

Semnalul măsurat cu antena horn în interiorul incintei de tip *desktop* are o variație asemănătoare cu cel măsurat în spațiul liber, totuși, în anumite benzi de lucru, apar diferențele ilustrate în figura 7.25.

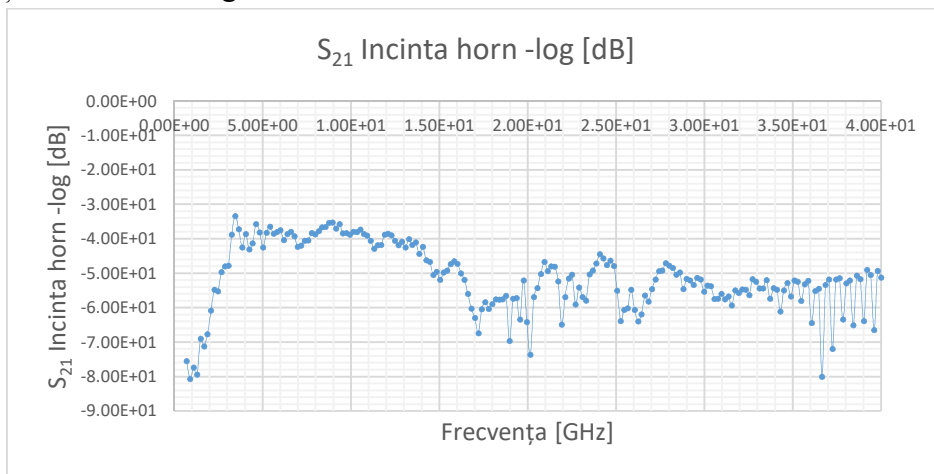


Figura 7.25 Variația parametrului de transmisie  $S_{21}$  în configurația antenă horn-antena log-periodică, cu antena horn în incintă.

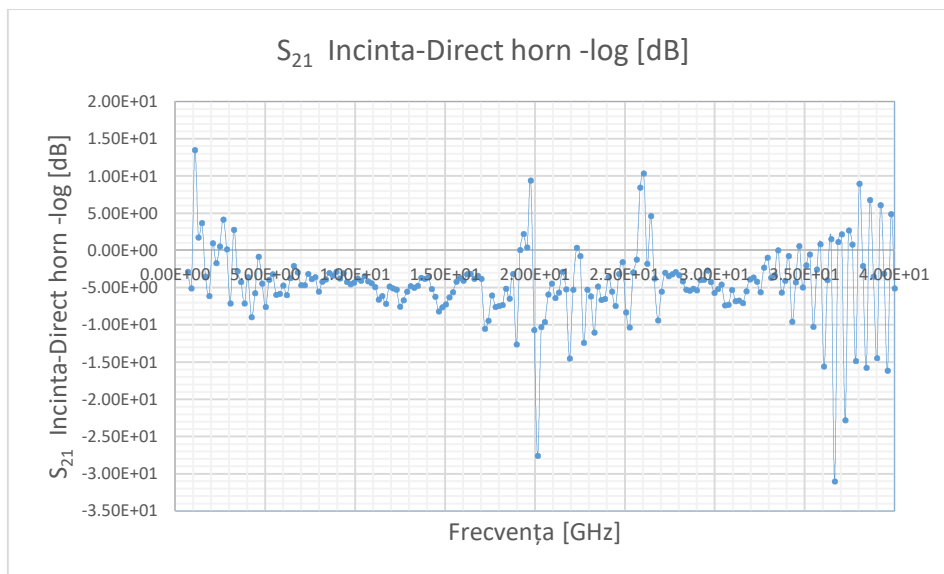


Figura 7. 26 Diferența dintre parametrii de transmisie  $S_{21}$ , în configurația antenă horn-antena log-periodică, măsurată cu o antenă în incintă și direct.

În urma procesării datelor măsurate în cele două configurații, în spațiul liber și cu antena horn în interiorul incintei, s-a obținut graficul din figura 7.26. Se observă 2 benzi 19-20 GHz și 25,5-26,5 GHz în care fanta radiază în afara incintei. Prima porțiune a graficului cuprinsă între 1 și 3 GHz nu poate fi luată în considerare din cauza comportării în frecvență a antenei horn. De asemenea, în banda 33-40 GHz variațiile foarte rapide sunt produse de reflexiilor multiple de pereții incintei.

### 7.3 Concluzii

Experimentele practice realizate în cadrul tezei de doctorat au vizat efectuarea unor măsurători în trei direcții: măsurarea semnalelor de cuplaj la capetele apropiat și îndepărtat în cazul a trei linii *microstrip*, măsurarea câmpului radiat de o linie *microstrip* cu lungimea de 60 mm în gol și adaptată, respectiv câmpul radiat de către o trecere și o linie în gol, măsurarea câmpului radiat printr-o fantă practică în panoul din spate al unei incinte de tip *desktop*. În vederea efectuării experimentelor menționate mai sus au fost realizate plăcuțe pe circuit imprimat cu substrat Rogers 4003 C, cu și fără fantă în planul de masă. Determinările practice s-au realizat pentru 3 linii *microstrip* dispuse la o distanță de 2.7lw, fiind determinați prin simulări și apoi prin măsurători parametrii S. Liniile realizate au fost utilizate și pentru măsurarea câmpului radiat. În acest scop s-a folosit un analizor vectorial *Rohde Schwarz* în banda 0,7-40 GHz. Pentru determinarea câmpului transmis printr-o fantă de dimensiunile unui *slot* de extensie card a fost realizată o incintă de tip *desktop* din carton care a fost acoperită cu o foiță de staniol. Sursa de radiație, plasată în interior a fost conectată la un port al generatorului, iar la celălalt port a fost conectată antena de recepție. Pentru efectuarea măsurătorilor au fost folosite antenele log-periodice și horn.

Principalele contribuții proprii în acest capitol constau în:

- Definirea scenariilor pentru efectuarea măsurătorilor parametrilor de cuplaj, a celor de transmisie și de reflexie, pentru măsurarea câmpului radiat de către o linie *microstrip* în gol și în sarcină și de către o trecere conectată la o linie în gol;

- Proiectarea PCB-urilor cu și fără fantă în vederea realizării lor practice;
- Efectuarea simulărilor pentru cele 3 linii *microstrip* și determinarea tuturor parametrilor de reflexie, de trecere și de cuplaj, în banda 1-40 GHz;
- Măsurarea parametrilor menționați cu ajutorul analizorului vectorial și compararea rezultatelor obținute prin simulări cu cele măsurate.
- Măsurarea câmpurilor radiate de către diferite configurații întâlnite în circuitele digitale de mare viteză (1-40 GHz);
- Măsurarea câmpului radiat de către o fantă practică în panoul din spate al unui calculator de tip *desktop*, în banda 1-40 GHz.

## 8. Concluzii

### 8.1 Rezultate obținute

Teza de doctorat este organizată pe 8 capitole și o bibliografie. În capitolul 1 sunt descrise principalele tendințe de evoluție a pieței echipamentelor electronice, evidențiindu-se orientarea spre echipamente de uz personal ceea ce conduce la creșterea densității aplicațiilor folosite într-un anumit spațiu și la mărirea riscurilor din perspectiva compatibilității electromagnetice. Răspunsul industriei electronice la cerințele privind creșterea vitezei de transfer a datelor, diversificarea aplicațiilor și asigurarea mobilității a constat în realizarea unor dispozitive care funcționează la frecvențe din ce în ce mai ridicate, în miniaturizarea circuitelor integrate, în procesarea paralelă și în reducerea tensiunii de alimentare. În acest capitol introductiv se mai prezintă obiectivele lucrării de doctorat și se efectuează o scurtă descriere a capitolelor tezei.

Capitolul 2, Caracterizarea spectrală a semnalelor digitale, este destinat analizei spectrale a semnalelor care se transmit în circuitele și sistemele digitale. Semnalele de date și de comandă/control utilizate în sistemele digitale se prezintă sub forma unor impulsuri trapezoidale. Aspectele de compatibilitate electromagnetică sunt legate intrinsec de frecvență, de aceea, în acest capitol se analizează banda semnalelor digitale. Determinarea frecvenței maxime din spectru s-a efectuat atât prin calcul, cât și prin simulări.

Capitolul 3, Studiul cuplajului între conexiunile dintre circuitele și sistemele digitale folosind metoda câmpului electromagnetic, este destinat analizei cuplajului dintre conexiunile realizate în tehnologie *microstrip* pe un substrat cu pierderi mici (Rogers 4003 C). Semnalele de cuplaj au fost evaluate pe baza parametrului de cuplaj ( $S_{ij}$ ) la capetele apropiat și îndepărtat. Simulările efectuate în banda 0,5-50 GHz indică o creștere a reflexiilor cu frecvența de la aproximativ -40 dB la 0,5 GHz, la -12 dB pentru 50 GHz.

Capitolul 4, Analiza liniilor *microstrip* alimentate cu semnale diferențiale, realizate pe substrat de microunde de tip Rogers 4003 C, este destinat studiului liniilor diferențiale realizate în tehnologie *microstrip*. Analiza perechii diferențiale a fost efectuată în domeniul frecvență, în banda 0,5 -50 GHz. S-au determinat prin simulări parametrii de reflexie și de transmisie în cazul alimentării cu semnal diferențial pentru semnalele diferențial și comun, precum și în cazul alimentării cu semnal de mod comun. Ultima parte a acestui capitol este dedicată analizei liniei diferențiale în domeniul timp. În acest

scop, pentru diferite frecvențe, au fost extrași parametri echivalenți ai liniei cu constante concentrate pe baza simulărilor efectuate cu metoda câmpului electromagnetic.

În capitolul 5, Determinarea câmpurilor radiate de treceri și linii microstrip în circuitele și sistemele digitale, sunt analizate câmpurile electromagnetice radiate de către o trecere în gol, o trecere conectată la o linie microstrip în gol și o trecere conectată la o linie microstrip adaptată. Rezultatele obținute prin simulări indică o variație semnificativă a intensității câmpului electric radiat în funcție de configurația analizată și de coordonatele unghiulare.

Capitolul următor, Studiul câmpului radiat printr-o fantă practică în planul de masă și în cutia unui calculator de tip *desktop*, analizează interferențele electromagnetice transmise prin radiație de către fante tăiate în planul de masă sau în carcasa unui calculator de tip *desktop*. În prima parte a capitolului se determină relațiile de calcul pentru câmpul electric radiat, în ipoteza că pe fanta există o anumită distribuție a câmpului electromagnetic. În următoarea secțiune a acestui capitol se determină câmpul electric radiat prin simulări, punându-se în evidență dependența acestuia de frecvență și de coordonatele unghiulare. Ultima parte a capitolului 6 este dedicată analizei câmpului radiat de către o fantă, de dimensiunile unui *slot* pentru un card de extensie, tăiată în carcasa unui calculator de tip *desktop*.

În capitolul 7, Rezultate experimentale, sunt descrise experimentele practice efectuate pentru determinarea cuplajului dintre 2 și 3 linii de transmisie, cu și fără fantă în planul de masă. De asemenea, s-au determinat câmpurile radiate de către diferite configurații de conexiuni ce asigură transmiterea semnalelor în sistemele digitale. Ultima parte a acestui capitol este dedicată studiului câmpului electromagnetic transmis printr-o fantă în exteriorul unei incinte metalice de tip *desktop*, în interiorul căreia se află o sursă de radiație. Măsurătorile au fost efectuate cu un analizor vectorial, în banda 1-40 GHz, iar rezultatele sunt prezentate sub formă grafică și comparate cu cele determinate prin măsurători directe. Acestea din urmă au fost utilizate ca referință, neexistând în literatura de specialitate articole cu experimente asemănătoare.

Capitolul următor, Concluzii, prezintă pe scurt rezultatele obținute în cadrul tezei de doctorat, contribuțiile originale, lucrările publicate și direcțiile de dezvoltare ulterioară.

## 8.2 Contribuții originale

Principalele contribuții la dezvoltarea subiectului de cercetare, cu menționarea publicațiilor din subcapitolul 8.3, se referă la:

- Analiza benzii impulsurilor trapezoidale periodice utilizate pentru transmiterea informațiilor și pentru comandă/control în circuitele și sistemele digitale (5), (12).
  - Determinarea unei relații de calcul al benzii semnalelor trapezoidale,  $0,609/xf$ , pe baza simulărilor efectuate și din condiția ca amplitudinea componentelor spectrale ale impulsurilor trapezoidale periodice să fie mai mică cu 3 dB față de amplitudinea componentelor spectrale ale impulsurilor dreptunghiulare periodice (cu aceeași durată și aceeași frecvență de repetiție) (5).

- Aplicarea metodei câmpului electromagnetic pentru studiul parametrilor de reflexie, de transmisie și de cuplaj pentru două linii *microstrip* singulare realizate pe un substrat Rogers 4003C, în funcție de distanța dintre linii (1,1 mm; 3,1 mm; 5,1 mm; 7,1 mm; 9,1 mm), în banda 0,5-50 GHz (3), (5) (6), (7).
  - Aplicarea metodei câmpului electromagnetic pentru studiul influenței cuplajului dintre două linii *microstrip* singulare asupra impedanței de intrare în funcție de distanța dintre linii (1,1 mm; 3,1 mm; 5,1 mm; 7,1 mm; 9,1 mm) și determinarea distanței minime de 5,1 mm pentru configurația geometrică aleasă (3), (5).
  - Analiza dependenței atenuării semnalului transmis printr-o linie *microstrip* de distanța dintre cele două linii *microstrip* (1,1 mm; 3,1 mm; 5,1 mm; 7,1 mm; 9,1 mm) și determinarea distanței minime de 5,1 mm, care asigură o atenuare maximă de – 6 dB la frecvența de 50 GHz (3), (6), (7).
  - Studiul cuplajului la capătul apropiat, în banda 0,5 GHz-50 GHz, pentru diferite distanțe dintre liniile *microstrip*: 1,1 mm; 3,1 mm; 5,1 mm; 7,1 mm; 9,1 mm și identificarea a 3 subbenzi (0,5 GHz-15 GHz, 15-46 GHz, 46 GHz-50 GHz) în care parametrul de cuplaj urmează o anumită curbă de variație (3), (6).
  - Analiza variației semnalului de cuplaj la capătul îndepărtat în funcție de distanța dintre liniile *microstrip*, în banda 0,5 GHz-50 GHz, și împărțirea acesteia în 4 subbenzi (0,5 GHz – 3GHz, 3 GHz – 26 GHz, 26-46 GHz și 46- 50 GHz) în care semnalul de cuplaj variază asemănător (3), (6), (7).
- Aplicarea metodei câmpului electromagnetic și utilizarea parametrilor de repartiție micști pentru studiul comportării unei perechi diferențiale de linii *microstrip* realizate pe un substrat Rogers 4003C, în banda 0,5 GHz- 50 GHz, pentru diferite distanțe între liniile *microstrip*: : 1,1 mm; 3,1 mm; 5,1 mm; 7,1 mm și 9,1 mm (2), (3).
  - Determinarea parametrilor de reflexie în cazul alimentării perechii diferențiale cu semnal diferențial și punerea în evidență a avantajelor acesteia, respectiv parametrul de reflexie-  $St(diff1,diff1)$  de aproximativ -45 dB și  $St(comm1,diff1)$  cu valori între -70 dB și -50 dB, față de valori cuprinse între -40 dB și -10 dB pentru liniile singulare (2).
  - Punerea în evidență, pe baza simulărilor efectuate cu metoda câmpului electromagnetic, a dependenței reduse a parametrilor de reflexie de distanța dintre cele două linii *microstrip* în cazul alimentării diferențiale. Astfel, parametrului de reflexie  $St(diff1,diff1)$  variază foarte puțin cu distanța dintre linii pentru distanțele: 3,1 mm; 5,1 mm; 7,1 mm și 9,1 mm (mai mic de -40 dB), iar în intervalul 0,5 GHz-20 GHz, pentru o distanță de 1.1 mm are o valoare medie de -35 dB. Parametrul de reflexie  $St(comm1,diff1)$  crește de la aproximativ -70 dB la 0,5 GHz, la -50 dB, la frecvența de 50 GHz, curbele ce descriu dependența de distanța dintre linii având o variație asemănătoare (3), (2).

- Determinarea atenuării semnalului transmis printr-o pereche diferențială de linii *microstrip*, în banda 0,5-50 GHz, în funcție de distanța dintre linii și punerea în evidență a faptului că atenuarea este mai mică decât în cazul unei linii singulare (valoarea maximă de -1,2 dB, la 50 GHz, față de aproximativ -6 dB pentru o distanță dintre linii de 7,1 mm) și că influența distanței dintre linii este neglijabilă pentru frecvențe mai mari de 12 GHz (3), (2).
- Analiza impedanțelor diferențiale și comune ale unei perechi diferențiale de linii *microstrip* realizate pe un substrat Rogers 4003C, în banda 0,5 GHz – 50 GHz, în funcție de distanța dintre liniile *microstrip* : 1,1 mm; 3,1 mm; 5,1 mm; 7,1 mm și 9,1 mm (2):
  - În banda de frecvență 0,5 GHz - 8 GHz impedanța diferențială este aproximativ constantă, însă valorile diferă în funcție de distanța dintre linii (aproximativ 97 ohmi pentru distanțele de 5,1 mm; 7,1 mm și 9,1 mm, 90 de ohmi pentru 3,1 mm și 74 ohmi pentru distanța de 1,1 mm).
  - În banda de frecvență 8 GHz - 50 GHz impedanța diferențială crește aproximativ liniar la 158 de ohmi, respectiv 152 și 150 de ohmi, pentru distanțele menționate mai sus.
  - Impedanța comună variază aproximativ liniar de la 25 ohmi, pentru distanțele de 5,1 mm; 7,1 mm și 9,1 mm, la 39 ohmi, și de la 26,5 la 39,50 ohmi pentru distanța de 3,1 mm, respectiv de la 29 la 42 de ohmi pentru 1,1 mm.
- Analiza în domeniul timp a perechii diferențiale de linii *microstrip* pe baza parametrilor calculați cu metoda câmpului electromagnetic în banda 0,5 GHz-50 GHz (5).
  - Evaluarea prin simulări în Ansoft Nexxim a influenței perechii diferențiale asupra semnalelor, cu diferiți parametri, aplicate la intrarea schemei construite cu parametrii extrași cu ajutorul programului de simulare HFSS, pentru 3 frecvențe: 1,3 GHz, 3,6 GHz și 10 GHz (5), (7):
    - Pentru 1,3 GHz oscilațiile sunt de aproximativ 10% din valoarea amplitudinii impulsurilor, iar timpul de front crește de la 54 ps la aproximativ 70 ps.
    - Pentru 3,6 GHz oscilațiile sunt de aproximativ 40% din valoarea amplitudinii impulsurilor, iar timpul de front crește de la 20 ps la aproximativ 70 ps.
    - Pentru 10 GHz oscilațiile sunt de aproximativ 60% din valoarea amplitudinii impulsurilor, iar timpul de front crește de la 10 ps la aproximativ 80 ps.
- Analiza teoretică și experimentală a parametrilor de reflexie, de transmisie și de cuplaj a două structuri formate din 3 linii *microstrip* realizate pe un substrat Rogers 4003 C cu plan de masă continuu și cu o fantă practică în planul de masă, în banda 0,5 GHz-50 GHz.



- Modelarea în HFSS și realizarea practică a 2 plăcuțe pe substrat Rogers 4003 C cu 3 linii microstrip dispuse la o distanță de  $2.7 \times$  lățimea traseului, cu și fără fantă în planul de masă.
- Analiza influenței pe care o are o fantă practică în planul de masă asupra semnalelor reflectate, transmise și de cuplaj, în banda 0,5 GHz-50 GHz (4), (9).
- Studiul câmpului electromagnetic radiat de o trecere și de o trecere conectată la o linie microstrip, realizată pe un substrat Rogers 4003C, în gol, respectiv terminată pe o sarcină adaptată, în banda 1-40 GHz folosind un model pe baza metodei imaginii (1).
  - Determinarea puterii radiate de către o trecere în gol, în funcție de frecvență (1-40 GHz), și evidențierea faptului că aceasta crește, în intervalul 10-23 GHz, de la 0 mW până la 5,6 mW, iar în intervalul 23-40 GHz oscilează în jurul valorii de 4 mW (puterea de alimentare este de 10 mW). Câmpul maxim radiat variază parabolic în intervalul 10-40 GHz, atingând valoarea maximă de 8,25 V/m la 31,5 GHz și 38,5 GHz.
  - Analiza câmpului electromagnetic radiat de o trecere conectată la o linie *microstrip* în gol, în banda 1-40 GHz, și identificarea intervalului de frecvență 13,5 GHz- 24 GHz în care puterea radiată este mai mare de 4 mW, atingând valoarea maximă de 8.4 mW la frecvența de 16 GHz.
  - Studiul câmpului electromagnetic radiat de o linie *microstrip* terminată pe  $Z=50$  ohmi și punerea în evidență a faptului că variația puterii este mai mică, iar valoarea de 4 mW este depășită între 19,5 GHz și 23,5 GHz (1).
  - Studiul variației câmpului electric radiat de către treceri și structuri combinate, treceri și linii *microstrip*, în banda 1-40 GHz, în funcție de coordonatele unghiulare (1).
- Măsurarea câmpului electric radiat de către o linie *microstrip* în gol, o linie *microstrip* conectată la o sarcină adaptată și o trecere conectată la o linie *microstrip* în gol folosind la recepție o antenă horn, în banda 1-40 GHz.
  - Analiza comparativă a câmpurilor radiate de o linie *microstrip* în gol și de o linie terminată pe o sarcină adaptată utilizând la recepție antene de bandă largă de tip horn și log-periodică.
- Efectuarea de simulări și determinarea puterii electromagnetice radiate și a câmpul electric radiat în funcție de frecvență (1-40 GHz) pentru o fantă cu dimensiunile unui card de extensie. Puterea radiată scade de la aproximativ 8 mW, la  $f=2$  GHz, la 0 mW, la 36,5 GHz.
  - Comparând câmpurile radiate de fanta-*slot* de extensie card și de structurile combinate treceri cu linii microstrip se constată că fantele radiază o cantitate mai mare de energie în partea inferioară a benzii 1-20 GHz, iar structurile combinate în partea centrală 13-24 GHz.
  - Determinarea variației câmpului electric radiat în planul fantei și într-un plan perpendicular pe fantă în banda 1-40 GHz.

- Efectuarea de simulări și determinarea distribuției câmpului electric radiat printr-o fantă, cu dimensiunile unui card de extensie, de o sursă de radiație plasată în interiorul unei incinte de tip *desktop*, la diferite distanțe, în banda 1-40 GHz. Valoarea maximă a câmpului la distanța de 10 mm este de 5,8 V/m ( $f=4$  GHz), iar la 150 mm este de 12,4 V/m (36,5 GHz).
  - Modelarea unei surse de radiație de tip spirala lui Arhimede dispuse în interiorul unei incinte de tip *desktop*.
  - Determinarea puterii transmise prin fanta unui card de extensie în cazul în care sursa de radiație este plasată în interiorul incintei de tip *desktop*. Puterea variază între 0,5 mW și 2,3 mW, având o variație mult mai mică față de celelalte cazuri analizate (trecere și structuri combinate treceri și linii *microstrip*).
  - Analiza comparativă a câmpurilor electrice maxime radiate de către fanta unui card de extensie alimentată direct și iradiată de o sursă plasată în interiorul incintei. Valoarea maximă a câmpului electric total este de 5.4 V/m și corespunde frecvenței de 37 GHz, în cazul alimentării directe, și de 1,855 V/m la 31,5 GHz ( $\phi=180^0$ ,  $\theta=90^0$ ), în cazul iradierii de către spirală.
- Măsurarea câmpului transmis prin fanta practică în partea din spate a unei incinte de tip *desktop*, în următoarele configurații:
  - antenă log-periodică-antenă log-periodică;
  - antenă horn-antenă log-periodică.
- Determinarea câmpului electric radiat prin fantă utilizând ca referință măsurătorile directe efectuate pentru cele două configurații analizate.

### 8.3 Lista lucrărilor originale

1. Mircea Nicolaescu, Victor Croitoru, Leontin Tuță, Radiated Fields by Vias and Matched Microstrip Traces in High Speed PCBs, 14th International Conference on Communications (COMM), Comm 2022, Bucharest, Romania, DOI: 10.1109/COMM54429.2022.9817166, in curs de publicare în baza de date ISI Proceedings- capitolele 5 și 7.
2. Mircea Nicolaescu, Victor Croitoru, Mihai Enache, Microstrip Differential Pair Full Wave Electromagnetic Analysis, 14th International Conference on Communications (COMM), Comm 2022, Bucharest, Romania, DOI: 10.1109/COMM54429.2022.9817275, in curs de publicare în baza de date ISI Proceedings - capitolul 4.
3. Mircea Nicolaescu, Paul Svasta, Mihai Enache, Full Wave Electromagnetic Analysis of Coupling in High Speed Microstrip Single Ended Lines with Different Separations, 14th International Conference on Communications (COMM), Comm 2022, Bucharest, Romania, DOI: 10.1109/COMM54429.2022.9817234, in curs de publicare în baza de date ISI Proceedings - capitolele 3 și 7.
4. Mircea Nicolaescu, Victor Croitoru, Leontin Tuță, Radiation of a Slot in High Speed Digital Systems, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg.- Rev.

- Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg.- Vol.67, 3 , pp. 327-330, Bucharest, 2022, WOS:000870731700017 -capitolele 6 și 7.
5. Mircea Nicolaescu, Victor Croitoru, Leontin Tuță, Transient analysis of a microstrip differential pair for high speed Printed Circuit Boards, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg.- Vol.67,2, pp. 167–170, Bucharest, 2022 WOS:000850185600013- capitolele 2 și 4.
  6. Nicolaescu, M; Croitoru, V; Tuta, L, Electromagnetic Analysis of Crosstalk in Electronic Digital Modules, 2020 13th International Conference on Communications (COMM), Bucharest, Romania WOS:000612723900082 capitolul 3.
  7. Nicolaescu, M; Stoica, D, Two PCB Traces Coupling Analysis, 2020 13th International Conference on Communications (COMM), Bucharest, Romania WOS:000612723900080 - capitolul 3.
  8. Tuta, L; Nicolaescu, M; Rosu, G; Grivei, A; Barbulescu, B, A Robust Adaptive Filtering Method based on Independent Component Analysis (ICA), 13<sup>th</sup> 2020 13th International Conference on Communications (COMM), Bucharest, Romania, 2020, ISI Proceedings WOS:000612723900010- capitolul 8.
  9. Buzinu, L, I; Anton, L; Deperateanu, D; Nicolaescu, M, Analysis of an Array of Rectangular Apertures Based on the Active Parameters of its Infinite Extension, 2018 12th International Conference on Communications (COMM), Bucharest, Romania, WOS:000449526000040- capitolul 6.
  10. Ionut-Valentin Grecu, Mircea Nicolaescu, Automatic Propagation Model Tuning Process in TETRA Networks, 2016 International Conference on COMMUNICATIONS, June 9–11, 2016 Bucharest, Romania, Conference Proceedings ISBN 978-1-4673-8196-3, Part No. CFP1641J-DVD, pag 211-214, IEEE Xplore, ISI Proceedings WOS:000383221900048 - capitolul 1.
  11. George Cașu, Andrei Kovacs, Mircea Nicolaescu, Alexandra Mocanu, A Comparative Performance Analysis of MIMO-OFDM System over Different Fading Channels, ECAI 2014 - International Conference – 7th Edition Electronics, Computers and Artificial Intelligence, 25 June -27 June, 2015, Bucharest, România, IEEE -Xplore, ISI Proceedings WOS:000383221900048 - capitolul 1.
  12. George Cașu, Mircea Nicolaescu, A Comparative Performance Analysis of Digital Modulation Schemes used in Mobile Radio Systems, Faculty of Electronics and Informatics, International Journal of Advanced Research in Physical Science (IJARPS) Volume 2, Issue 5, May 2015, pp 7-13 ISSN 2349-7874 (Print) & ISSN 2349-7882- capitolul 1.
  13. Nicolaescu Mircea, Croitoru Victor, Gheorghică Daniel, Securitatea sistemelor de poștă electronică, Al IX-lea Simpozion Național de Informatică, Automatizări și Telecomunicații în Energetică, SIE 2012, pag. 179-185, Sinaia, 24-26 octombrie, 2012.

## 8.4 Perspective de dezvoltare ulterioară

Dezvoltarea tehnologiilor de realizare a dispozitivelor electronice, miniaturizare, creșterea frecvenței de lucru, integrarea pe scară largă, diversificarea aplicațiilor și mărirea numărului celor care se adresează utilizatorilor individuali duc la o aglomerare a spectrului radio și la creșterea importanței compatibilității electromagnetice care trebuie avută în vedere în fazele inițiale de dezvoltare a sistemelor digitale. Cunoașterea comportării unui sistem digital într-un mediu electromagnetic de complexitate mare va fi unul dintre obiectivele importante ce trebuie urmărite de proiectanți. De aceea analizele în domeniul frecvență și în domeniul timp trebuie efectuate cu rigurozitate pentru a identifica frecvențele pe care pot fi generate interferențe, dar și susceptibilitatea electromagnetică a echipamentelor. O direcție importantă de dezvoltare a tematicii abordate se referă la măsurători în domeniul timp (*Time domain reflectometry* - TDR) care va permite o cunoaștere mai bună a regimurilor tranzitorii din sistemele digitale. O altă dimensiune importantă a compatibilității trebuie să aibă în vedere creșterea densității echipamentelor ceea ce reduce distanța dintre ele. Ca urmare, o direcție de dezvoltare a subiectului abordat se referă la studiul comportării diferitelor surse de interferență și efectuarea de măsurători în câmp apropiat. Efectuarea unor determinări practice în zona de câmp apropiat necesită sonde speciale care permit măsurarea câmpurilor electric sau magnetic fără a perturba câmpul electromagnetic. O a treia direcție de dezvoltare se referă la analiza posibilității refacerii informației vehiculate în cadrul sistemelor digitale pe baza interferențelor transmise prin conducție, prin cuplaj inductiv și capacitiv sau prin câmp electromagnetic.

## Bibliografie

- [1] The International Roadmap for Devices and Systems: 2020- IEEE, <https://irds.ieee.org/editions/2020>.
- [2] Etienne Sicard, Alexandre Boyer. Impact of Technological Trends and Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits. EMC Compo 2019, Oct 2019, Haining, China.
- [3] Thierauf Stephen, High-Speed Circuit Board Signal Integrity, Second Edition, Artech House, 2017.
- [4] The International Roadmap for Devices and Systems: 2021- IEEE, <https://irds.ieee.org/editions/2021>.
- [5] M. Keating, D. Flynn, R. Aitken, A. Gibbons, and K. Shi, Low Power Methodology Manual for System on Chip Design. Springer, 2007.
- [6] Brajesh Kumar Kaushik V. Ramesh Kumar Amalendu Patnaik, Crosstalk in Modern On-Chip Interconnects A FDTD Approach, Springer Science, 2016.
- [7] D.D. Rio, I. Gurutzeaga, A. Rezola, J.F. Sevillano, I. Velez, V. Puyal, J.L. Gonzalez-Jimenez, R. Berenguer, A 15–21 GHz I/Q upconverter with an on-chip linearization circuit for 10 Gbps mm-wave links, IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. 27(5), 2017.
- [8] S. H. Kulkarni, A. N. Srivastava, and D. Sylvester, A New Algorithm for Improved VDD Assignment in Low Power Dual VDD Systems, Proc. International Symp. Low Power Design, , pp. 200-205, 2004.

- [9] David del Rio, Ainhoa Rezola Juan F. Sevillano, Igone Velez Roc Berenguer, Digitally Assisted, Fully Integrated, Wideband Transmitters for High-Speed Millimeter-Wave Wireless Communication Links, Springer International Publishing, 2019.
- [10] Ionut-Valentin Grecu, Mircea Nicolaescu, Automatic Propagation Model Tuning Process in TETRA Networks, International Conference on Communications, June 9–11, Bucharest, Romania, 2016, ISI Proceedings WOS:000383221900048.
- [11] Micron® GDDR6 Memory Product Flyer Brief/Flyer (PDF) - 7.3.2019, www.micron.com.
- [12] IEC61967-1:2018 : Integrated circuits - Measurement of electromagnetic emissions, 150 kHz to 1 GHz - Part 1: General conditions and definitions, International Standard, International Electrotechnical Commission, Dec. 2018.
- [13] IEC62132-1:2015 : Integrated circuits - Measurement of electromagnetic immunity - Part 1: General conditions and definitions, International Standard, International Electrotechnical Commission, Oct. 2015..
- [14] IEC 61000-4-4 Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 4-4: Testing and Measurement Techniques—Electrical fast transient/burst immunity test, 2012.
- [15] Hanqiao Zhang, Steve Krooswyk, Jeff Ou: High Speed Digital Design. Elsevier Inc., 2015..
- [16] Cașu G., Kovacs A., Nicolaescu M., Mocanu A., A Comparative Performance Analysis of MIMO-OFDM System over Different Fading Channels, 7th Edition Electronics, Computers and Artificial Intelligence, ISI Proceedings, 2015, Bucharest, WOS:000383221900048.
- [17] George Cașu, Mircea Nicolaescu, A Comparative Performance Analysis of Digital Modulation Schemes used in Mobile Radio Systems, International Journal of Advanced Research in Physical Science , Volume 2, Issue 5, May 2015.
- [18] Roza Dastres, Mohsen Soori. A Review in Advanced Digital Signal Processing Systems, International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2021.
- [19] C. S. H. Kaushik, T. Gautam and V. Elamaran, A tutorial review on discrete Fourier transform with data compression application, Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE), pp. 1-6, 2014.
- [20] Levent Sevgi, Fourier Transform and Fourier Series, IEEE Electromagnetic Modeling and Simulation, pp.71-94, 2014.
- [21] C.R. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility, 2nd edition, John Wiley, 2005.
- [22] Canavero, Flavio G. and Clayton R. Paul, Bandwidth of Digital Waveforms, 2010..
- [23] MicroSimPSPICE A/D & Basics+-Circuit Analysis Software, User's Guide, MicroSim Corporation, USA..
- [24] B. Sindhura, S. Ashwin, G. Rajkumar, V. Elamaran and M. Sankar, Useful Tips and Tricks on Digital Data Processing with Discrete Fourier Transform, Second International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC), 2018.
- [25] Bogatin, E., Signal and Power Integrity- Simplified, Prentice Hall, 2018.
- [26] G. Jagadeeswar Reddy, T. Jayachandra Prasad, Basics of Electromagnetics and Transmission Lines, CRC Press Taylor & Francis Group, 2020.
- [27] Ravish R Singh, Circuit Theory and Transmission Lines, Second Edition, McGraw Hill Education, Green Park Extension, New Delhi, 2016.

- [28] Eric Bogatin, Practical guide to transmission line design and characterization for signal integrity applications, Artech House USA, 2020.
- [29] Stephen H. Hall, Garrett W. Hall, James A. McCall, High-Speed Digital System Design: A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices, Wiley-IEEE Press, September 2000.
- [30] S. B. Dhia, M. Ramdani, and E. Sicard, Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits—Techniques for Low Emission and Susceptibility. Springer: Berlin, Germany, 2006..
- [31] Terry C. Edwards, Michael B. Steer, Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley & Sons, 2016.
- [32] Resso Mike and Bogatin, Eric Signal Integrity Characterization Techniques, Addie Rose Press, 2019.
- [33] Tom Granberg: Handbook of Digital Techniques for High-Speed Design. Prentice Hall, 2004..
- [34] Xing-Chang Wei, Modeling and design of electromagnetic compatibility for high-speed printed circuit boards and packaging, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2017..
- [35] Peter J. Pupaiaikis: S-Parameters for Signal Integrity. Cambridge University Press, March 31, 2020..
- [36] R. Ianconescu and V. Vulfin, Analysis of lossy multiconductor transmission lines and application of a crosstalk canceling algorithm, Iet Microw Antenna P, 11(3), pp. 394-401,2016.
- [37] Douglas Brooks: Signal Integrity Issues and Printed Circuit Board Design. Prentice Hall, October 2012.
- [38] Ramesh Garg Inder Bahl Maurizio Bozzi, Microstrip Lines and Slotlines, Artech House, USA, 2013.
- [39] Clayton R. Paul, Transmission lines in digital systems for emc practitioners, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2012.
- [40] Dennis Miller, Designing High-Speed Interconnect Circuits. Intel Press, 2004.
- [41] Tzyh-Ghuang Ma, Chao-Wei Wang, Chi-Hui Lai, Ying-Cheng Tseng, Synthesized transmission lines : design, circuit implementation, and phased array applications, NJ : John Wiley & Sons, 2017.
- [42] HFSS-user's guide, ANSOFT Corporation, USA.
- [43] Nicolaescu, M; Croitoru, V; Tuta, L; Electromagnetic Analysis of Crosstalk in Electronic Digital Modules, 13th International Conference on Communications (COMM), WOS:000612723900082, Bucharest, 2020.
- [44] Nicolaescu, M; Stoica, D; Two PCB Traces Coupling Analysis, 13th International Conference on Communications (COMM), WOS:000612723900080, Bucharest, 2020.
- [45] Tian et al., Study of Fields Above Differential Microstrip lines for Probe Characterization Application, 12th International Workshop on the Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo), pp. 234-236, 2019.
- [46] James Mears, National Semiconductor application note AN-905.

- [47] Stephen Hall, Garrett Hall, James McCall, High-Speed Digital System Design, A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices. John Wiley and Sons, Inc. New York, 2000.
- [48] T. Watanabe, O. Wada, T. Miyashita and R. Koga, Common Mode Current Generation Caused by Difference of Unbalance of Transmission Lines on a Printed Circuit Board with Narrow Ground Pattern, IEICE Trans. Commun., vol. E83-B(3), pp. 593–599, 2000.
- [49] Amit Bahl, High-Speed PCB Design Guide, Sierra Circuits Inc., 2020.
- [50] Tim Williams, EMC for Product Designers Fifth edition, Elsevier Ltd., 2017.
- [51] [https://hwbot.org/benchmark/cpu\\_frequency/rankings#start=0#interval=20](https://hwbot.org/benchmark/cpu_frequency/rankings#start=0#interval=20).
- [52] E. Sicard, J. F. Wu, R. J. Shen et al., Recent advances in electromagnetic compatibility of 3D-ICs-part I, IEEE Electromagn. Compat. Mag., 4(4), 79–89, 2015.
- [53] E. Sicard, Future needs in EMC of ICs: Are you hearing the voice of Industry, EMC Compo 2015, Edinburgh, 10-13th Nov, 2015.
- [54] K. Patra, S. Dhar and B. Gupta, Radiation from simple and perturbed arbitrarily curved microstrip lines, Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), pp. 1-4, 2016.
- [55] Ming-Ju Tsai and N. G. Alexopoulos, Via hole modeling for an electromagnetically coupled patch antenna, Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting, pp. 1194-1197 vol.2, 1994.
- [56] International technology roadmap for semiconductors, 2016, <http://www.itrs.net>.
- [57] L. J. van der Pauw, The Radiation of Electromagnetic Power by Microstrip Configurations, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, no. 9, pp. 719-725, Sep. 1977.
- [58] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley and Sons, 1997.
- [59] David K Cheng, Field and Wave Electromagnetics, Pearson Education Inc, Delhi, 2004.
- [60] John D Kraus and Daniel A Fleisch, Electromagnetics with Applications, Mc Graw Hill Book Co, 2005.
- [61] Balanis C. A., Antenna Theory: Analysis and Design. Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons; 2012.
- [62] Kraus J. D., Antennas and Wave Propagation, Mc Graw-Hill, Inc, U.S.A., 2017.
- [63] Er-Ping Li, Electrical Modeling and Design for 3D System Integration: 3D Integrated Circuits and Packaging, Signal Integrity, Power Integrity and EMC. Wiley-IEEE, April 2012.
- [64] Larry Smith, Eric Bogatin: Principles of Power Integrity for PDN Design-Simplified: Robust and Cost Effective Design for High Speed Digital Products. Prentice Hall, April 2017.
- [65] A. M. Sayegh and M. Z. Mohd Jenu, Prediction of radiated emissions from high-speed printed circuit board traces using dipole antenna and imbalance difference model, IET Sci. Meas. Technol., vol. 10, pp. 28–37, 2016.
- [66] A. M. Sayegh and M. Z. Jenu, Closed-form expressions for estimating maximum radiated emissions from the traces of a Printed Circuit Board, Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)-2015, APEMC, 2015, pp. 620–623.

- [67] A. M. Sayegh, M. Z. Mohd Jenu, S. Z. Sapuan and S. H. Dahlan, Analytical solution for maximum differential-mode radiated emissions of microstrip trace, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 58, pp. 1417-1424, 2016.
- [68] B. W.-J. Wong and A. Cantoni, Modeling and analysis of radiated emissions and signal integrity of capacitively loaded printed circuit board interconnections, *IEEE Trans. Electronmagn. Compat.*, vol. 54, pp. 1087–1096, 2012.
- [69] G. Cerri, M. Mongiardo and T. Rozzi, Radiation from via-hole grounds in microstrip lines, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 341-344 vol.1, 1994.
- [70] N. Zhang, J. Kim, S. Ryu, and W. Nah, Prediction of common-mode radiated emission of PCB with an attached cable using imbalance difference model, *IEICE Transaction on Communication*, vol. E98-B, pp. 638–645, 2015.
- [71] Mohd Zarar Mohd Jenu, Ahmed M. Sayegh, Syarfa Zahirah Sapuan, Maximum Radiated Emissions of Printed Circuit Board Using Analytical Methods, *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)* Vol. 7, No. 6, December 2017, pp. 2919~2928.
- [72] H. B. Bakoglu, *Circuits, Interconnections, and Packaging for VLSI*. Addison Wesley: Upper Saddle River, NJ, 1990..
- [73] Yan Fu and Todd Hubing, Analysis of Radiated Emissions From a Printed Circuit Board Using Expert System Algorithms, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, no. 1, 2007.
- [74] Graziano Cerri, Roberto De Leo, and Valter Mariani Primiani, Theoretical and Experimental Evaluation of the Electromagnetic Radiation From Apertures in Shielded Enclosures, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol 34, no. 4. November 1992.
- [75] Buzincu, L, I; Anton, L; Deperateanu, D; Nicolaescu, M, Analysis of an Array of Rectangular Apertures Based on the Active Parameters of its Infinite Extension, 12th Intern. Conf. on Comm., Bucharest, 2018 ,WOS:000449526000040.
- [76] C. Poschalko and S. Selberherr, Calculation of the radiation from the slot of a slim enclosure with a cavity resonator model, *Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility and 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*.
- [77] Min Li, Joe Nuebel, James L. Drewniak, Richard E. DuBroff, Todd H. Hubing, and Thomas P. Van Doren, EMI from Cavity Modes of Shielding Enclosures—FDTD Modeling and Measurements, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 42, no. 1, 2000.