

Mihai DĂRĂBAN

**FENOMENE TERMICE ȘI  
ELECTROMAGNETICE  
PE STRUCTURI *MCM-L***



U.T.PRESS

Cluj-Napoca, 2024

ISBN 978-606-787-741-5

Mihai DĂRĂBAN

**FENOMENE TERMICE ȘI ELECTROMAGNETICE PE  
STRUCTURI MCM-L**



**UTPRESS**

**Cluj-Napoca, 2024**

**ISBN 978-606-737-741-5**



Editura U.T.PRESS  
Str. Observatorului nr. 34  
400775 Cluj-Napoca  
Tel.: 0264-401.999  
e-mail: [utpress@biblio.utcluj.ro](mailto:utpress@biblio.utcluj.ro)  
[www.utcluj.ro/editura](http://www.utcluj.ro/editura)

Recenzia: Conf. dr. ing. Gabriel Chindriș  
Conf. dr. ing. Liviu Viman

Pregătire format electronic on-line: Gabriela Groza

Copyright © 2024 Editura U.T.PRESS

Reproducerea integrală sau parțială a textului sau ilustrațiilor din această carte este posibilă numai cu acordul prealabil scris al editurii U.T.PRESS.

**ISBN 978-606-737-741-5**

## CUPRINS

<b>Capitolul 1: Fenomene și analize termice de bază în electronică.....</b>	<b>1</b>
1.1. Influența temperaturii asupra circuitelor electronice.....	2
1.2. Modelarea fenomenelor termice în regim static .....	7
1.3. Fenomenele fizice asociate propagării căldurii.....	14
1.4. Modelarea fenomenelor termice în regim dinamic .....	30
<b>Capitolul 2: Clase de compatibilitate electromagnetică - standarde și măsurători .....</b>	<b>37</b>
2.1. Mecanismul de interferență electromagnetică .....	39
2.2. Modelarea interferențelor electromagnetice.....	42
2.3. Norme impuse sistemelor electronice privind compatibilitatea electromagnetică .....	49
2.4. Nivele impuse radiațiilor conduse.....	51
2.5. Nivele impuse perturbațiilor radiate.....	53
<b>Capitolul 3: Circuitele electrice de pe cablaje imprimate surse de perturbații electromagnetice .....</b>	<b>59</b>
3.1. Antenă de tip dipol electric (Hertzian).....	59
3.2. Antenă de tip dipol magnetic (Fitzgerald).....	63
3.3. Curenți de mod diferențiali vs curenți de mod comun .....	65
3.4. Radiații cauzate de curenții de mod diferențial și de mod comun .....	69
<b>Capitolul 4: Propagarea semnalelor pe linii lungi .....</b>	<b>72</b>
4.1. Propagarea semnalelor prin linii de transmisie .....	73
4.2. Analiza fenomenului de reflexie .....	79
4.3. Efectul factorului de reflexie asupra integrității semnalelor pe o linie de transmisie .....	86
4.4. Adaptarea liniilor de transmisie.....	90
4.5. Descrierea cuplajului cauzat de diafonie .....	93
4.6. Analiza perturbației cauzate de diafonie .....	98

<b>Capitolul 5: Scenarii analizate .....</b>	<b>106</b>
<b>Bibliografie .....</b>	<b>120</b>

## Capitolul 1: FENOMENE ȘI ANALIZE TERMICE DE BAZĂ ÎN ELECTRONICĂ

Chipurile electronice sunt folosite pe scară largă în activitățile cotidiene, fiind integrate în aparate de uz casnic, până la computere cu capacitate mare de procesare etc.. Fiabilitatea asociată electronicii unui sistem este un factor major în determinarea fiabilității generale ce caracterizează întreg sistemul. Componentele electronice depind de trecerea curentului electric pentru a-și îndeplini scopul pentru care au fost proiectate, devenind astfel surse de căldură excesivă. Acest fapt se datorează căldurii generate de trecerea curentului prin rezistențele din circuit. Miniaturizarea continuă a sistemelor electronice a dus la o creștere semnificativă a cantității de căldură generată pe unitatea de volum, Figura 1.1 [1]. Prin urmare fluxul de căldură asociat componentelor electronice poate să fie sub  $1 \text{ W/cm}^2$  putând să ajungă până la  $100 \text{ W/cm}^2$  [2].

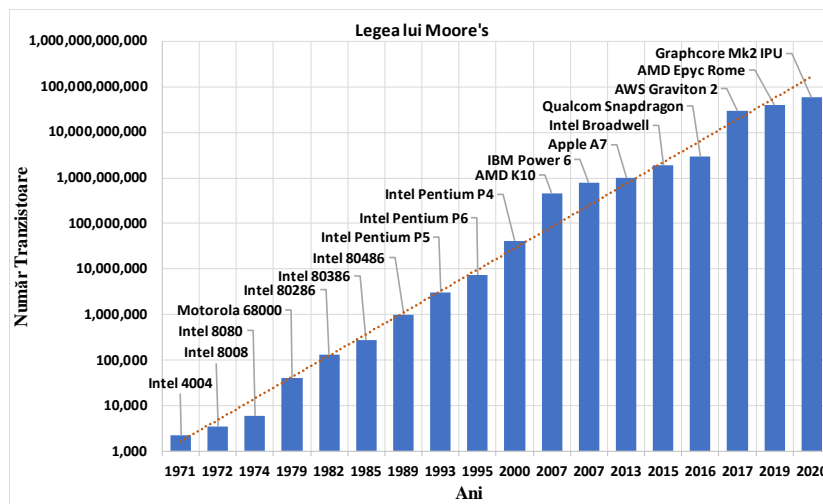


Figura 1.1 - Evoluția numărului de tranzistori dintr-un procesor

O altă provocare, atât din punct de vedere termic, cât și din punct de vedere electromagnetic, o reprezintă spațiul avut la dispoziție pentru plasarea componentelor. În contextul miniaturizării dispozitivelor și al reducerii costurilor de producție, au fost

dezvoltate structuri multi-strat laminate (Printed Circuit Board- PCB), pe care se assemblează circuite integrate, pastile de siliciu (die) sau alte componente electronice, structura finală purtând denumirea de MCM-L (Multi-Chip Module Laminated) [3].

Cu excepția cazurilor în care circuitele electronice sunt proiectate și controlate în mod corespunzător, generarea de căldură excesivă determină apariția de temperaturi ridicate de funcționare pentru echipamentele electronice, ceea ce pune în pericol siguranța și fiabilitatea acestora. Defectele cauzate de proiectarea incorectă în ceea ce privește fenomenele termice reprezintă sursa principală ce provoacă distrugerea dispozitivelor electronice, Figura 1.2 [4]. Prin urmare, proiectarea termică este o componentă vitală în procesul de proiectare și funcționare a echipamentelor electronice.

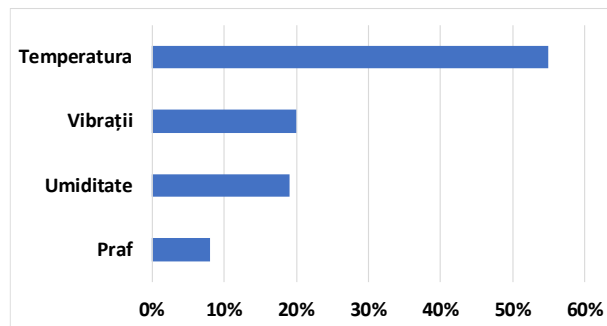


Figura 1.2 - Influența factorilor externi asupra fiabilității circuitelor electronice

## 1.1. Influența temperaturii asupra circuitelor electronice

Componentele electronice (e.g., microcontrolere, tranzistoare, rezistențe, diode etc.) nu sunt caracterizate de structuri mecanice aflate în mișcare (e.g., comutatori de anclanșare). Prin urmare, în lipsa elementelor mecanice mobile, fiabilitatea componentelor electrice ar trebui să fie de ordinul zecilor de ani [2]. Cu toate acestea, atunci când componentele electrice sunt supuse la temperaturi ridicate pentru un timp îndelungat, probabilitatea de apariție a unui defect începe să crească. Acest aspect este ilustrat prin intermediul ecuației lui Arrhenius, care permite să aproximăm durata de viață a unui dispozitiv electric de tip semiconductor [5]:

$$MTTF = TTF_{test} \cdot e^{\frac{E_a}{k_B} \left( \frac{1}{T_{test}} - \frac{1}{T_{functionare}} \right)} \quad (1.1)$$

, unde

- *MTTF* (Mean Time to Failure) - timpul mediu până la defectare asociat dispozitivului analizat dacă va funcționa la temperatura  $T_{functionare}$ ,

- $MTTF_{test}$  - durata de viață a dispozitivului determinată în urma unui test accelerat realizat la temperatura  $T_{test}$ ,
- $k_B$  - constanta lui Boltzmann ( $1.2806 \cdot 10^{-23} J/K$ ),
- $E_a$  - energia de activare (energia minimă necesară pentru declanșarea reacției chimice).

Ecuția menționată anterior (1.1) este o variantă simplificată, dar prin intermediul ei se poate observa de exemplu durata de viață pentru un dispozitiv semiconductor în tehnologie GaN (nitrură de galiu - Gallium Nitride chargers) în funcție de temperatura de funcționare, Figura 1.3.

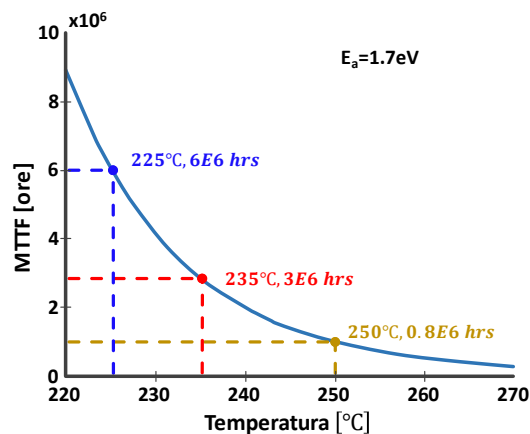


Figura 1.3 - Influența temperaturii de funcționare asupra timpului mediu până la defect (MTTF)

Analizând Figura 1.3 se observă că are loc o înjumătățire a duratei de viață a dispozitivului ca urmare a creșterii temperaturii de funcționare cu 10°C. Defectele în timp datorate temperaturii de funcționare rezultă în urma proceselor de difuzie ce au loc în materialele din dispozitivul semiconductor, a reacțiilor chimice și/sau a deformărilor la nivelul îmbinărilor ca urmare a stresului termic [6], Figura 1.4.

În timpul proiectării respectiv a dimensionării unui circuit electric se va urmări să se păstreze o temperatură cât mai mică de funcționare pentru a prelungi durata de viață a componentelor utilizate. Pentru a putea funcționa circuitele integrate au nevoie de energie (puterea absorbită într-un interval de timp). Într-un circuit, dispozitivele integrate absorb putere prin pinii de alimentare. Utilizarea puterii de către circuitele integrate implică generarea de căldură ce determină o creștere a temperaturii pe joncțiune raportat la



temperatura mediului ambiant. Este important de menționat că cele două mărimi fizice, căldura și temperatura, nu semnifică același lucru din punct de vedere fizic.

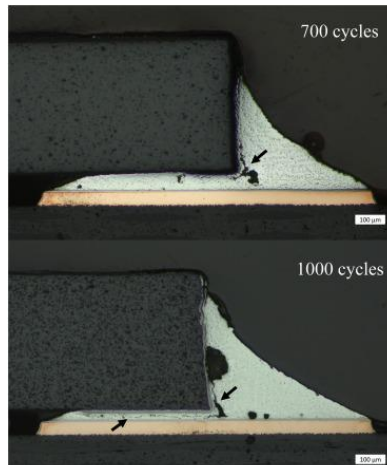


Figura 1.4 - Vedere laterală asociată unei lipituri pentru capsulă R1206 după supunerea la stres termic conform standardului IPC-9701

Căldura reprezintă energia termică care apare ca urmare a deplasării atomilor sau moleculelor, unitatea de măsură fiind Jouli [J] [2, 7]:

$$J = \frac{kg \cdot m^2}{s^2} = N \cdot m = W \cdot s = C \cdot V \quad (1.2)$$

, unde  $kg$  - kilograme,  $m$  - metru,  $s$  - secundă,  $N$  - newton,  $W$  - watt,  $C$  - coulomb,  $V$  - volt.

Disiparea căldurii sau căldura transferată, notată cu  $Q$  [ $J/s$ ], semnifică propagarea energiei termice în timp, care din punct de vedere electric este echivalentă cu puterea disipată sau consumată ( $P$ ), având unitatea de măsură Watt [ $W$ ] [2, 8, 9].

Pe de altă parte *temperatura* este o mărime fizică ce caracterizează mișcarea particulelor într-un obiect și este proporțională cu energia medie din obiect. Într-o interpretare practică, temperatura ca și mărime fizică ne transmite cât de cald sau rece este un obiect și în funcție de tipul de material și masa asociată, câtă energie termică îi este asociată [7]. În sistemul de unități temperatura se notează cu  $T$  și se măsoară în Kelvin [ $K$ ]. În electronică influența temperaturii asupra parametrilor electrici se specifică folosind scara Kelvin sau grade Celsius ( $^{\circ}C$ ), legătura dintre cele două fiind dată de ecuația următoare:

$$0K = -273.15^{\circ}C \quad (1.3)$$

Termenul de temperatura joncțiunii (junction temperature) a fost adoptat în momentul în care dispozitivele semiconductoare au devenit principala tehnologie pentru circuitele de putere [10]. În același timp importanța analizelor termice a crescut pentru a determina funcționarea corectă a circuitului proiectat. Conceptul “temperatura joncțiunii” presupune că temperatura pastilei de siliciu este uniform distribuită (are aceeași valoare) pe suprafața acesteia. Trebuie menționat că această condiție simplifică procesul de calcul, deoarece se ignoră variațiile de temperatură ce pot să apară de-a lungul axelor x și y [11]. Aceste variații pot fi foarte mari mai ales când dispozitivul disipă o putere mare sau când o pastilă de siliciu are mai multe surse de căldură sau mai multe conexiuni, Figura 1.5.

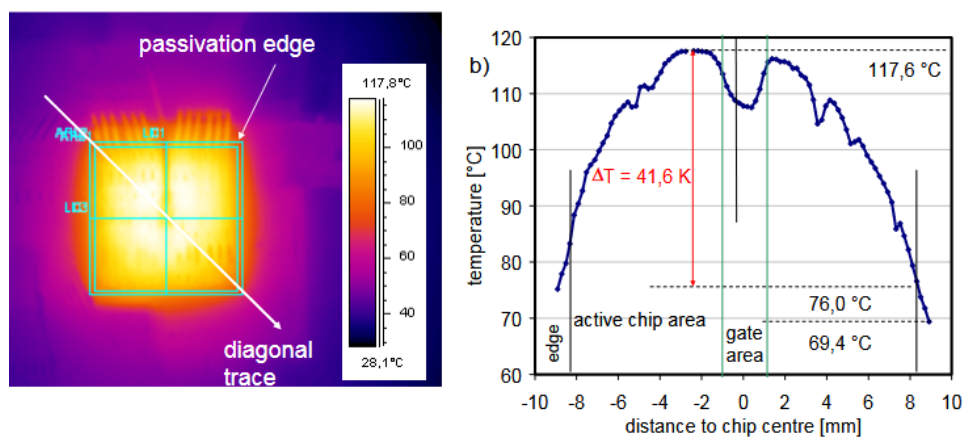


Figura 1.5 - Distribuția temperaturii pe un circuit integrat la echilibru termic

Odată cu creșterea temperaturii în corpul componentelor respectiv pe joncțiunea acestora se produc schimbări în ceea ce privește parametrii electrici. De exemplu, în cazul tranzistoarelor cu efect de câmp (Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (MOSFET)), temperatura are un impact puternic asupra rezistenței drenă sursă ( $R_{DS_{on}}$ ) atunci când tranzistorul este în conducție extremă [8, 12], Figura 1.6 a. Amploarea efectului variază de la un tranzistor la altul și de la un producător la altul, însă întotdeauna variația va fi una pozitivă în raport cu temperatura. O creștere a temperaturii va duce la o creștere a rezistenței dintre drenă și sursă în momentul conducției.

Nu doar temperaturile ridicate sunt importante în ceea ce privește comportamentul și funcționarea dispozitivelor electrice. De exemplu tensiunea de prag ( $V_{GS(th)}$ ) asociată unui MOSFET prezintă un coeficient negativ de variație cu temperatura, adică o scădere a temperaturii determină o creștere a tensiunii de prag [12], Figura 1.6 b.

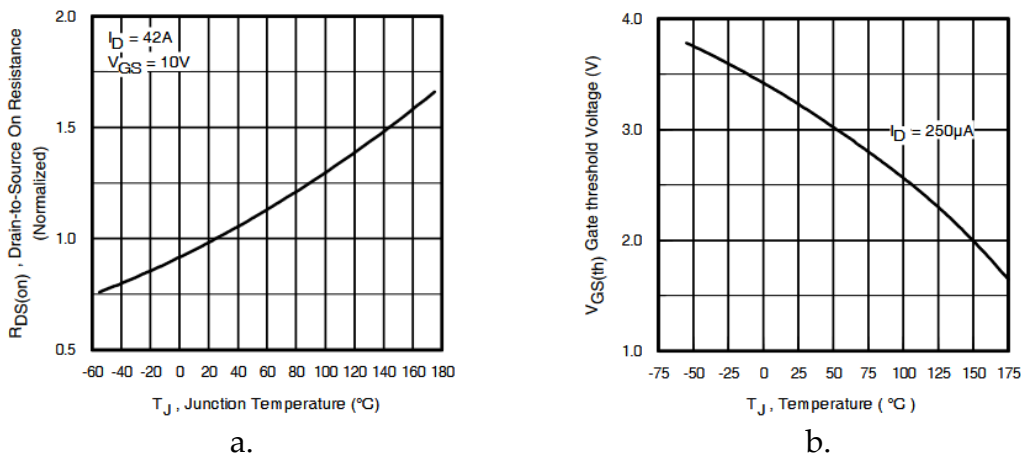


Figura 1.6 - Influența temperaturii asupra parametrilor electrici pentru un transistor MOSFET (IRFR/U4104PbF):  
 a. modificarea rezistenței drenă-sursă ( $R_{DS_{on}}$ ) datorită temperaturii joncțiunii, b. modificarea tensiunii de prag ( $V_{GS(th)}$ ) datorită temperaturii joncțiunii

Nu există nicio componentă electrică a cărei parametri și proprietăți să nu fie influențate de variațiile asociate temperaturii ambientale sau din timpul funcționării [2]. De asemenea nu există o regulă generală care poate fi aplicată pentru a descrie efectele temperaturii și pentru a prezice modul în care aceasta va influența funcționarea. În funcție de dispozitiv și componenta electrică se vor efectua analize dedicate pentru a observa variația parametrilor electrici cu temperatura și pentru a determina cum sunt afectate performanțele circuitului.

Efectele temperaturii asupra funcționării componentelor active și pasive sunt dintre cele mai diverse. De exemplu, în cazul tranzistoarelor bipolare câștigul ( $h_{FE}$ ) este proporțional cu modificarea temperaturii ceea ce poate produce modificarea punctului static de funcționare, sau o funcționare asociată cu oscilații datorită câștigului variabil. La temperaturi mici  $h_{FE}$  va scădea, de exemplu la temperaturi sub  $-55^{\circ}C$  câștigul poate să se reducă cu aproximativ  $-40\%$ , ceea ce poate să determine pierderea abilității de amplificare pentru anumite dispozitive. În același timp și curenții din bază ( $I_b$ ) și emitor ( $I_e$ ) se modifică proporțional cu variația temperaturii. O creștere a temperaturii determină o creștere a lui  $I_b$  și  $I_e$ , ceea ce implică o creștere a curentului prin colector ( $I_c$ ). O variație a lui  $I_c$  determină o modificare a parametrilor electrici asociați tranzistorului ceea ce poate să ducă la o ambalare termică și implicit la distrugerea acestuia.

În cazul condensatoarelor ceramice, creșterea temperaturii va determina o modificare în ceea ce privește constanta dielectricului și respectiv a capacității asociate, de asemenea rezistența de izolare ajungând să scadă. În cazul condensatoarelor electrolitice efectele temperaturii de funcționare putând chiar să determine scurgeri de electrolit,

micșorarea duratei de viață, modificări ample în capacitate, modificarea rezistenței parazite în serie (ESR – Equivalent Series Resistance). Nici condensatoarele cu tantal nu sunt scutite de efectele temperaturii, efectele fiind asemănătoare cu cele descrise anterior.

Uneori efectele temperaturii pot să ajungă să fie percepute inclusiv de ochiul uman. De exemplu în cazul ledurilor (LED – Light Emitting Diode) lungimea de undă este dependentă de temperatură, [13].

## 1.2. Modelarea fenomenelor termice în regim static

Jean-Baptiste Joseph Fourier a observat că există o legătură între legea lui Ohm privind propagarea curentului printr-o rezistență și transferul prin conducție a căldurii. Prin urmare dacă se creează o diferență de temperatură ( $\Delta T$ ) între cele două capete ale unui conductor se poate observa un transfer de căldură (transfer de energie) de la capătul aflat la o temperatură mai mare spre capătul menținut la o temperatură mai mică [2, 7].

În situația dată se constată că transferul de energie este invers proporțional cu rezistența termică ( $R_{th}$ ) dintre cele două capete ale conductorului analizat. Prin urmare rezistența termică este o mărime care descrie dificultatea cu care căldura ( $Q$ ) sau puterile disipate să se propage de-a lungul unui material conductor, Figura 1.7.

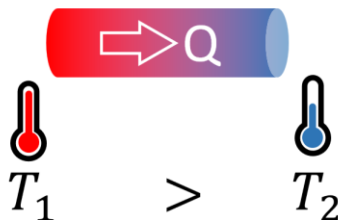


Figura 1.7 - Propagarea căldurii printr-un corp solid datorită fenomenului de conducție termică

Pe baza celor descrise anterior ecuația rezistenței termice este următoarea [14, 15]:

$$R_{th} [^{\circ}\text{C}/\text{W}] = \frac{T_1 - T_2}{Q} = \frac{\Delta T}{P} \quad (1.4)$$

, unde  $T_1$  [ $^{\circ}\text{C}$ ] - valoarea temperaturii mai mari (unde se află sursa de căldură),  $T_2$  [ $^{\circ}\text{C}$ ] - valoarea temperaturii mai scăzute,  $Q$  [ $\text{J}/\text{s}$ ] - căldura disipată sau  $P$  [ $\text{W}$ ] - puterea disipată.

Dacă rescriem ecuația (1.4), astfel încât să determinăm temperatura de la capătul unde este aplicată sursa de căldură, obținem următoarea ecuație:

$$T_1 = P \cdot R_{th} + T_2 \quad (1.5)$$

, astfel obținem o nouă interpretare pentru rezistența termică, variația temperaturii  $T_1$  față de  $T_2$  pentru fiecare Watt aplicat [8].

Este important de menționat că în analizele termice pentru sisteme electronice de putere, scopul este să asigurăm transferul de căldură de la dispozitiv spre mediul ambiant. Prin urmare, corpul cald va fi mereu dispozitivul de putere analizat în timp ce mediul ambiant se găsește la o temperatură mai scăzută în comparație cu dispozitivul de putere, ceea ce implică că valoarea rezistenței termice trebuie să fie mereu pozitivă.

În momentul realizării calculelor este posibil să întâlnim situații în care obținem valori negative pentru rezistența termică. Din punct de vedere matematic acest lucru este posibil, și nu implică faptul că ecuația (1.4) este incorectă. În schimb din punct de vedere fizic are loc inversarea direcției de propagare a căldurii, de la mediul ambiant spre dispozitivul analizat. Din această perspectivă, căldura se va acumula în dispozitivul analizat deoarece o rezistență termică negativă se opune propagării căldurii spre mediul ambiant [2]. Propagarea căldurii prin conductor poate fi asociată într-o analiză de circuit electric cu propagarea curentului către sarcină, unde de asemenea este necesară o diferență de potențial pentru a avea un curent printr-o rezistență [14, 15, 16]:

$$R[\Omega] = \frac{V_1 - V_2}{I} = \frac{\Delta V[V]}{I[A]} \quad (1.6)$$

, unde  $V_1$  - valoarea potențialului electric la un capăt al sarcinii,  $V_2$  - valoarea potențialului electric la celălalt capăt al sarcinii,  $I$  - curentul electric prin sarcină, ca urmare a aplicării unei diferențe de potențial electric. Legătura dintre propagarea căldurii prin conducție și conducția electrică este dată de disiparea puterii și de proprietățile fizice ale circuitului analizat, Figura 1.8.

Prin utilizarea modelului electric echivalent se vor putea determina valorile la care pot să ajungă joncțiunea respectiv anumite secțiuni dintr-un circuit integrat. Avantajele acestui model sunt reprezentate de utilizarea ecuațiilor ce stau la baza rezolvării circuitelor electronice (aceleași legi și principii), respectiv pot fi utilizate simulatoarele pentru circuite electrice. În cadrul unui model termic, o locație caracterizată de o rezistență termică este înlocuită de un model electric echivalent, astfel aspectele termice (e.g.,

temperatura pe joncțiune ( $T_j$ ), temperatura la nivelul capsulei ( $T_c$ ) pot fi calculate prin intermediul circuitelor electrice, Figura 1.9.

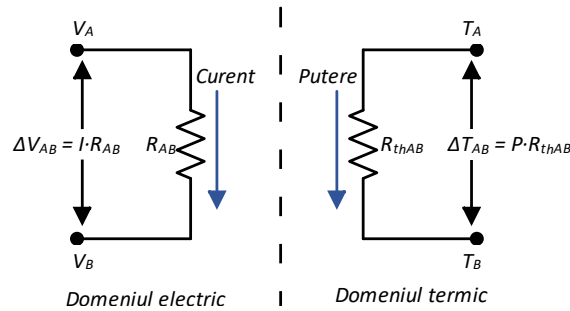


Figura 1.8 - Legătura dintre modelul electric și modelul termic

Pe de altă parte trebuie avut grijă că deși modelul ne permite să evaluăm temperatura de funcționare a joncțiunii și respectiv impactul asupra parametrilor electrici, este totuși un model simplificat. Pentru structuri complexe, cu incinte sau care prezintă mai multe surse de căldură respectiv de răcire, se recomandă utilizarea de tehnici de modelare bazate pe metoda elementului finit (Finite Element Analysis) sau a dinamicii computaționale a fluidelor (Computational Fluid Dynamics). Prin utilizarea tehnicilor de modelare menționate anterior, fenomenul de propagare al căldurii va ține cont de direcție și amplitudine [17, 18]. Căldura este o valoare (scalar), deoarece nu este necesar să specificăm direcția atunci când evaluăm cât de cald sau de rece este un corp, dar transferul de căldură respectiv propagarea acesteia implică calcul vectorial.

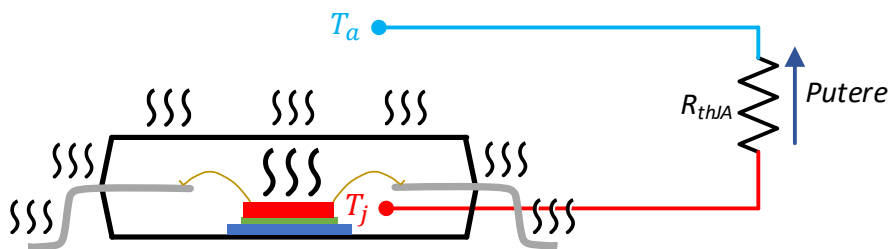


Figura 1.9 - Modelarea propagării căldurii de la joncțiune până la mediul ambiant prin intermediul rezistenței termice joncțiune-ambiant

Rezistența termică este dependentă de proprietățile fizice ale structurii prin care se propagă căldura (e.g., dimensiuni fizice, tipul de material), dar și de fenomenul termic prin care are loc propagarea căldurii (i.e., conducție, convecție și radiație). În Tabel 1.1 s-au definit parametrii echivalenți dintre domeniul electric și cel termic implicați în realizarea modelului termic-electric echivalent. Pe baza Tabel 1.1 se poate construi circuitul electric echivalent pentru modelarea propagării căldurii de pe joncțiune spre mediul ambiant pentru circuitul integrat ilustrat în Figura 1.10.

Tabel 1.1 - Modelarea fenomenelor termice prin intermediul fenomenelor electrice echivalente

Domeniul Electric				Domeniul Termic			
Parametru	Simbol	Ecuție	Unitate de măsură	Parametru	Simbol	Ecuție	Unitate de măsură
Sarcină	$Q$	$Q$	Coulomb [C]	Căldură	$Q$	$Q$	Joule [J]
Curent	$I$	$I = \frac{dQ}{dt}$	Amper [A]	Putere sau Propagare Căldură	$P$	$P = \frac{dQ}{dt}$	Watt [W]
Tensiune	$V$	$\Delta V_{AB} = IR_{AB}$	Volt [V]	Temperatură	$T$	$\Delta T_{AB} = PR_{thAB}$	°C
Rezistență	$R$	$R_{AB} = \frac{L_{AB}}{\sigma A}$	Ohm [ $\Omega$ ]	Rezistență termică	$R_{thAB}$	$R_{thAB} = \frac{L_{AB}}{kA}$	°C/W
Capacitate	$C$	$C = \frac{Q}{\Delta V_{AB}}$	Farad [F]	Capacitate termică	$C_{th}$	$C_{th} = \frac{Q}{\Delta T_{AB}}$	J/°C

Prin regim static se înțelege că din punct de vedere al funcționării puterea disipată de circuitul analizat este constantă, iar elementele implicate în analiză au ajuns la stabilitate termică [8]. Pentru acest regim temperaturile din nodurile de analiză nu se mai schimbă atâta timp cât nu apar modificări în parametrii electrici (i.e., tensiunea de lucru, curentul prin dispozitiv) sau în ceea ce privește temperatura mediului ambiant, prin urmare influența capacităților termice poate să fie ignorată.

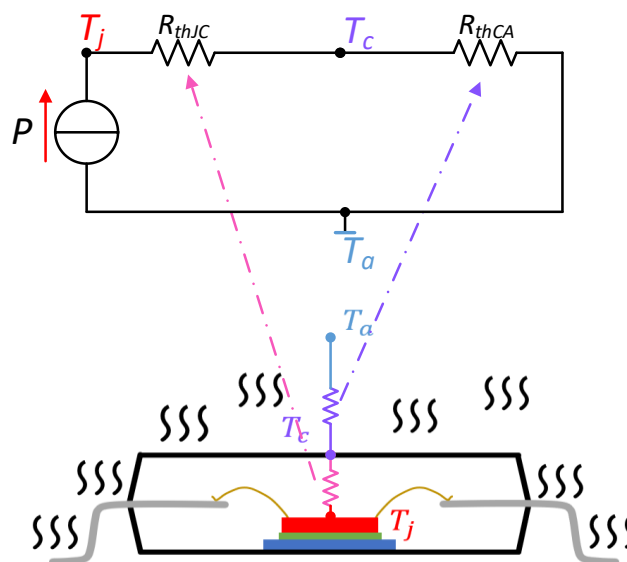


Figura 1.10 - Modelul termic-electric echivalent pentru propagarea căldurii de pe joncțiune spre mediul ambiant în regim static

În Figura 1.10 sursa de curent modelează propagarea căldurii de pe joncțiune spre mediul ambiant prin intermediul rezistențelor termice joncțiune capsulă ( $R_{thJC}$ ) respectiv capsulă mediul ambiant ( $R_{thCA}$ ). După cum s-a menționat în Tabel 1.1 modelarea

puterii termice (puterea consumată de dispozitiv,  $P$ ) în modelul termic-electric se realizează printr-o sursă de curent și nu printr-o sursă de tensiune.

Deoarece căldura de pe joncțiune ajunge să se propage în corpul capsulei prin intermediul unei interfețe descrise de rezistența termică  $R_{thJC}$ , curentul ajunge să fie echivalat cu căldura transferată de pe joncțiune spre capsulă. În același timp, pentru că analiza se realizează în condiții statice, curentul reprezintă și viteza cu care energia este convertită în căldură (disipată) în corpul capsulei, prin urmare puterea disipată (căldura transferată) este modelată prin intermediul unei surse de curent [8].

În momentul în care analizăm comportamentul termic al dispozitivelor de putere, pentru o temperatură de ambient specificată, urmărim să păstrăm temperatura pe joncțiune sub valoarea maximă menționată în foaia de catalog. Recomandat este să alegem ca și prag final de funcționare o valoare sub 80 % - 90% din valoarea maximă a temperaturii acceptată pe joncțiune. Acest lucru se poate realiza fie prin modificarea parametrilor electrici din timpul funcționării (menținându-i în plaja de valori impuse de foaia de catalog a dispozitivului) și/sau prin proiectarea de dispozitive de răcire care să permită un transfer mai rapid al căldurii de pe corpul capsulei spre mediul ambiant. Prin alocarea unei marje de proiectare în ceea ce privește temperatura pe joncțiune, se evită distrugerea dispozitivului electric atunci când apar modificări neprevăzute în mediul ambiant sau în parametrii electrici de funcționare [19].

Alegerea capsulei pentru dispozitivele de putere este un pas important, deoarece  $R_{thJC}$  prezintă valori mai mici sau mai mari în funcție de modul în care se realizează contactul dintre cele două medii [12, 20]. În anumite foi de catalog este posibil ca informația legată de valoarea lui  $R_{thJC}$  să nu fie furnizată în mod explicit. Pentru acest scenariu, valoarea poate fi calculată plecând de la puterea maximă pe care o poate disipa dispozitivul atunci când temperatura carcusei este menținută la 25°C ( $P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$ ), Figura 1.11 [20].

Ecuția pentru calcularea rezistenței termice  $R_{thJC}$  implică atingerea valori maxime în ceea ce privește temperatura joncțiunii.

$$R_{thJC} \left[ \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \right] = \frac{T_{j\_max} - T_C}{P_D} = \frac{T_{j\_max} - 25^\circ\text{C}}{P_{D@25^\circ\text{C}}} \quad (1.7)$$



**MAXIMUM RATINGS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{DS}$	Drain to Source Voltage	100	V
$V_{GS}$	Gate to Source Voltage	$\pm 20$	V
$I_D$	Drain Current: – Continuous $T_C = 25^\circ\text{C}$ (Note 5) – Continuous $T_C = 100^\circ\text{C}$ (Note 5) – Continuous $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 1a) – Pulsed (Note 4)	124 78 17 510	A
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy (Note 3)	337	mJ
$P_D$	Power Dissipation: $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 1a)	125 2.5	W
$T_J, T_{STG}$	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Figura 1.11 - Specificații electrice pentru dispozitivul de putere FDMS86181

În funcție de tehnologia de fabricație a dispozitivului de putere temperatura maximă a joncțiunii poate să fie în intervalul  $125^\circ\text{C} - 200^\circ\text{C}$ . În momentul în care temperatura pe capsulă este mai mare de  $25^\circ\text{C}$  este necesar să reducem puterea disipată pentru a evita distrugerea dispozitivului de putere. Prin urmare puterea disipată va scădea semnificativ (Figura 1.11) atunci când  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , deoarece acest lucru implică creșterea temperaturii pe carcasă, pentru a se respecta principiul de propagare al căldurii (de la mediul cald spre mediul mai rece) în urma căruia se urmărește atingerea echilibrului termic.

În momentul în care realizăm o schemă electrică trebuie să menționăm potențialul de referință cunoscut și sub numele de masă (GND). După cum am menționat în momentul în care am definit ecuația (1.4), scopul analizelor termice pentru dispozitive de putere, este să determinăm dacă în timpul funcționării căldura este transferată de la dispozitivul mai cald spre mediul mai rece, evitând astfel acumularea acesteia pe joncțiune, ceea ce ar putea duce la distrugerea dispozitivului. În aceste condiții, simbolul GND din modelul termic-electric echivalent reprezintă temperatura mediului ambiant, Figura 1.10.

În cadrul mediilor de simulare SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) este necesar să folosim simbolul de masă (GND) pentru ca mediul de simulare să calculeze corect nivelurile de tensiune care reprezintă de această dată temperaturile în nodurile circuitului termic. Trebuie precizat că într-un simulator SPICE GND-ul este implicit asociat cu  $0\text{ V}$ , soluția pentru a modela temperatura mediului ambiant constă în introducerea unei surse de tensiune a cărei valoare corespunde temperaturii ambientale, Figura 1.12.

Pe de altă parte semnificația punctului de masă poate să fie asociată cu zero absolut ( $0 K = -273.15 \text{ }^\circ\text{C}$ ), Figura 1.13. Această variantă de reprezentare este frecvent utilizată în foile de catalog atunci când se ilustrează concepte privind fenomenele termice sau se specifică parametrii pentru simularea circuitelor integrate. Indiferent de varianta abordată se va obține același rezultat în ceea ce privește temperatura pe joncțiune sau pe suprafața capsulei dispozitivului simulat în regim static.

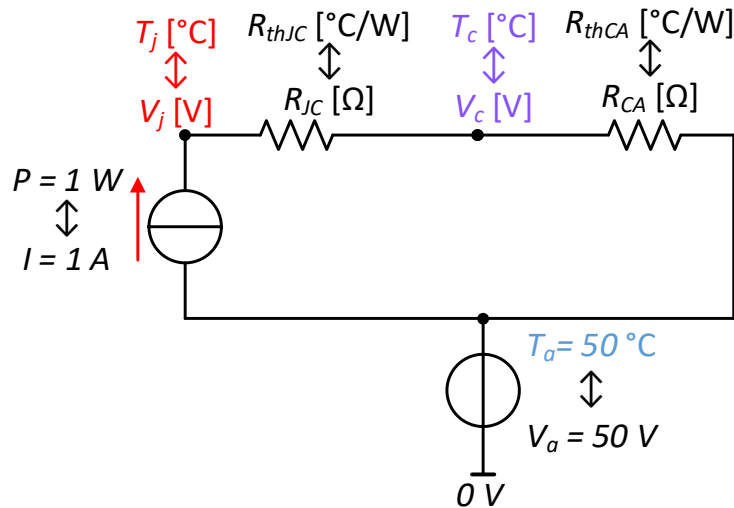


Figura 1.12 - Modelul termic-electric transpunere în SPICE, pentru un dispozitiv de putere ce disipă 1 W într-un mediu cu temperatura ambientală de  $50^\circ\text{C}$

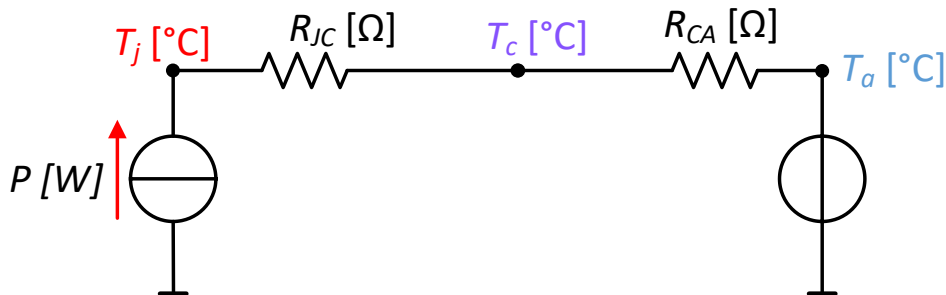


Figura 1.13 - Transpunere alternativă pentru modelul termic-electric în SPICE

În Tabel 1.1 se poate observa că un alt concept similar între modelul termic și cel electric este capacitatea. În domeniul termic capacitatea termică (masa termică) reprezintă proprietatea unui material de a stoca or elibera căldură în timp asemănător cu modul în care un condensator stochează energia electrică [2, 7]. Mai multe detalii despre capacitatea termică vor fi furnizate în subcapitolul 1.4.

Cu toate că există asemănări între cele două domenii, există câteva aspecte importante care diferențiază domeniul termic de cel electric. În cazul circuitelor electrice, curentul este forțat să se propage prin structurile conductoare care alcătuiesc circuitul. În

schimb, căldura dintr-un circuit termic se va propaga de la sursă pe toate axele (în trei dimensiuni) și prin intermediul celor trei mecanisme de transfer termic: conducție, convecție și radiație.

O altă diferență majoră între domeniul electric și cel termic îl reprezintă cuplajul termic dintre structuri. Dacă pentru cuplajul electric există tehnici și abordări pentru limitarea acestuia, în cazul cuplajului termic acesta este mult mai greu de prevenit, astfel că într-o analiză termică este important să se țină cont de influența avută de dispozitivele învecinate asupra funcționării dispozitivului analizat ca urmare a fenomenelor termice.

Datorită capacităților termice, constatele de timp asociate fenomenelor termice sunt mult mai mari în comparație cu constantele electrice asociate circuitelor electrice. Ordinul de mărime fiind de domeniul microsecundelor până la secunde, ceea ce indică că un cablaj imprimat poate să aibă nevoie de secunde până se încălzește, respectiv tot de câteva secunde pentru a se răcii.

### 1.3. Fenomenele fizice asociate propagării căldurii

În cazul dispozitivelor de putere, transferul de căldură are loc doar atunci când apare o diferență între temperatura joncțiunii dispozitivului analizat și temperatura mediului ambiant. Întotdeauna transferul de căldură va avea loc de la corpul mai cald spre corpul mai rece. Fenomenele termice prin care are loc transferul de căldură sunt (Figura 1.14): conducția, convecția și radiația [2, 8, 21].

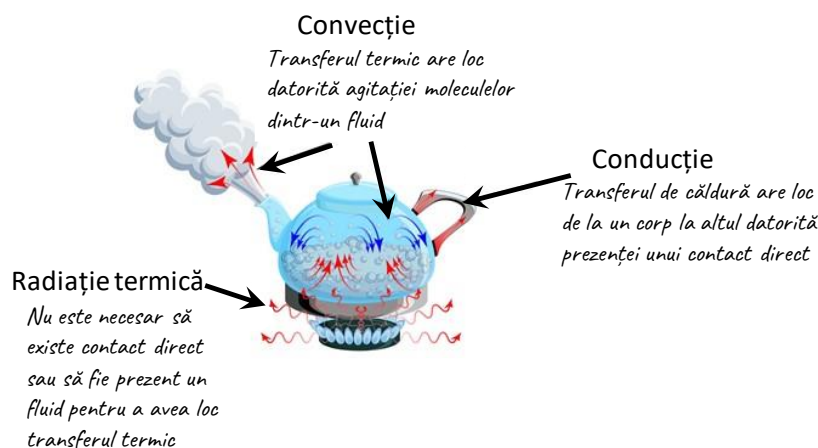


Figura 1.14 - Mecanisme de realizare a transferului de căldură: conducție, convecție și radiație termică

În momentul în care dispozitivul de putere nu mai este alimentat, temperatura acestuia va tinde spre temperatura mediului ambiant, în cele din urmă ajungând la

echilibru termic. Mecanismele termice de propagare a căldurii au ca scop ca toate corpurile dintr-un spațiu să ajungă la temperatura mediului ambiant.

### 1.3.1. Conducția termică

Fenomenul termic prin care are loc propagarea căldurii de pe joncțiunea dispozitivului de putere până la contactul cu mediul ambiant sau alte dispozitive de răcire este prin intermediul conducției termice. Transferul de energie prin conducție are loc prin intermediul particulelor din mediile prin care se propagă căldura, particule care se află în contact direct [2, 8]. Atunci când atingem un dispozitiv de putere, cu scopul de a verifica dacă s-a încălzit în timpul funcționării, căldura pe care o simțim se propagă de la dispozitiv spre mână prin intermediul conducției termice. Ecuația care descrie transferul de căldură prin conducție pe o singură axă este următoarea [19]:

$$P[W] = \frac{dQ}{dt} = -kA \frac{dT}{dx} \approx -kA \frac{\Delta T}{L} \quad (1.8)$$

, unde  $k \left[ \frac{W}{m \cdot K} \right]$  este conductibilitatea termică,  $A [m^2]$  suprafața de contact prin care se propagă căldura,  $\Delta T = T_2 - T_1$  diferența de temperatură între cele două medii în °C sau K, respectiv  $L [m]$  este lungimea materialului prin care se propagă căldura.

Semnul minus din ecuația (1.8) arată că propagarea căldurii are loc de la corpul mai cald spre corpul mai rece. Conductibilitatea termică,  $k$ , indică cât de bun este un material în a conduce căldura. Din acest punct de vedere materialele care sunt bune conductoare electrice sunt caracterizate și de o bună conductibilitate termică ( $k$  va prezenta o valoare mare), pe când un dielectric (material izolator electric) va fi caracterizat de o conductibilitate termică scăzută, Tabel 1.2. Pe de altă parte există câteva materiale care se abat de la această regulă, cum ar fi pasta termică [8].

Rezistența termică pentru transferul de căldură prin conducție se poate obține prin rescrierea ecuației (1.4) după cum urmează:

$$R_{th\_conducție} [^{\circ}C/W] = \frac{T_1 - T_2}{Q} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{L}{kA} \quad (1.9)$$

În ecuațiile (1.8) și (1.9) se poate observa că pentru a avea un transfer de căldură cât mai bun prin intermediul conducției, este necesar ca:

- variația temperaturii să fie cât mai mare ( $\Delta T$ ), cu cât temperatura mediului spre care se cedează energia termică este mai mică ( $T_2$ ) în comparație cu temperatura mediului expus la sursa de căldură ( $T_1$ ) cu atât vom putea disipa o putere mai mare;
- lungimea elementului ( $L$ ) prin care se realizează transferul prin conducție să fie cât mai scurt pentru a obține o rezistență termică cât mai mică;
- aria  $A$  prin care are loc transferul de căldură (suprafața de contact) să fie cât mai mare, contribuind astfel la micșorarea rezistenței termice.

Tabel 1.2 – Valori pentru conductibilitatea termică în funcție de material

Tipul materialului	Conductibilitatea termică $k \left[ \frac{W}{m \cdot K} \right]$
Aer	0.0275
Aer @ 1000m	0.020
Mască de lipire (Solder Mask)	0.245
FR4 (Flame retardant)	0.25
Cositor	62
Pastilă de siliciu (die)	148
Aluminiu	237
Aur	315
Cupru	398
Argint	429

În ceea ce privește dispozitivele de putere, capsulele în care acestea se regăsesc va influența capacitatea de a transporta căldura din interior (de pe joncțiune) spre mediul extern, Figura 1.15. Cu cât viteza de transfer este mai mică, cu atât cantitatea de căldură acumulată pe joncțiune va crește ceea ce va duce la modificarea parametrilor electrici de funcționare iar în situații extreme chiar la distrugerea dispozitivului dacă nu se respectă valorile de funcționare menționate în foaia de catalog.

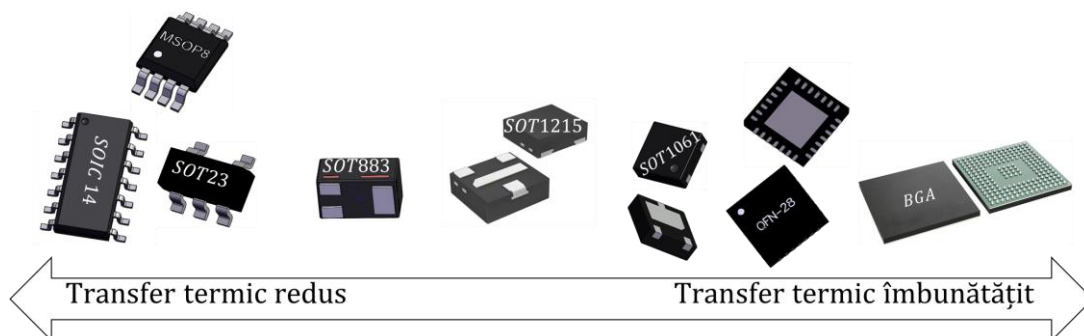


Figura 1.15 - Transferul termic în funcție de tipul de capsulă

În cazul dispozitivelor de putere, căldura de pe joncțiune se va propaga prin intermediul conducției termice spre mediul înconjurător datorită contactului cu materialul din care este realizată capsula și respectiv a pinilor prin care se realizează contactul electric, Figura 1.16.

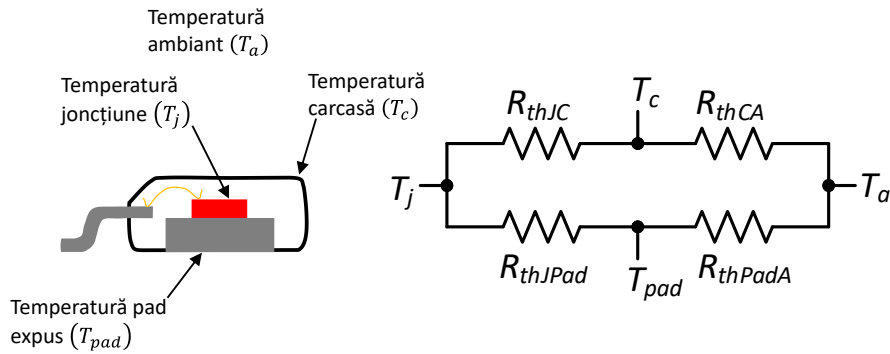


Figura 1.16 - Reprezentarea căilor pentru transferul de căldură prin conducție în cazul unui circuit integrat

În funcție de capsulă și dimensiunea pinilor respectiv a modului în care aceștia sunt conectați la joncțiune, transferul de căldură prin conducție se va realiza preponderent fie prin intermediul capsulei fie prin intermediul pinilor conectați electric. Pentru dispozitivele de putere, capsulele sunt prevăzute cu pad-uri cu suprafețe mult mai mari decât ale unui pin și care sunt astfel conectate la circuitul integrat încât să permită transferul prin conducție a unei cantități cât mai mari de căldură. De asemenea în loc de utilizarea unui fir de aur pentru realizarea conexiunii între pastila de siliciu (die) și pin se pot utiliza conexiuni cu secțiuni de cupru care să asigure capabilitate ridicată în curent dar în același timp o rezistență termică prin conducție cât mai mică, Figura 1.17.

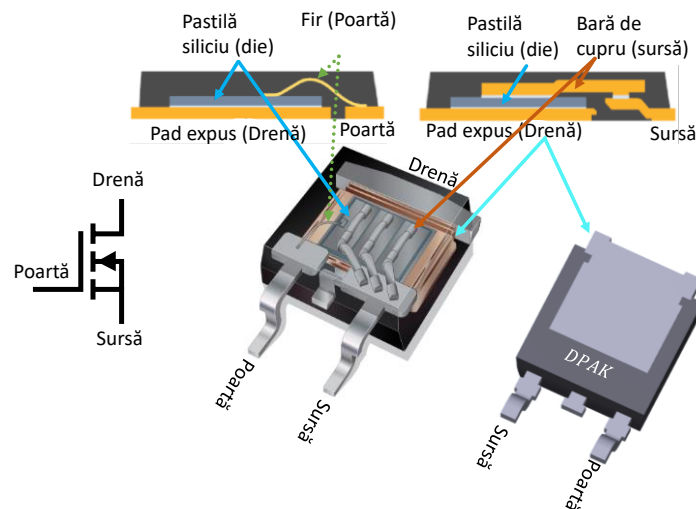


Figura 1.17 - Îmbunătățirea transferului de căldură conducție pentru o capsulă DPAK prin utilizarea de bare de cupru pentru conectarea sursei, respectiv a unui pad expus pentru conexiunea drenă

În cazul capsulei din Figura 1.17 transferul de căldură se va realiza în primul rând prin intermediul pad-ului expus, acesta prezentând cea mai mică rezistență termică datorită suprafeței mari de contact cu circuitul integrat și mediul extern. Pad-ul expus se va conecta pe PCB astfel încât prin intermediul găurilor de trecere căldura să fie transferată pe fața opusă a cablajului mărind astfel suprafața de răcire, Figura 1.18.

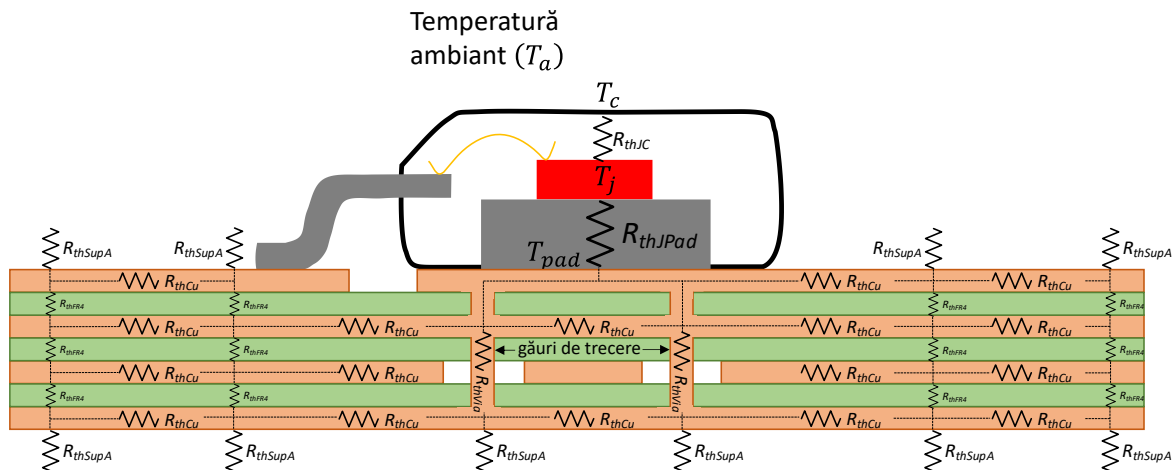


Figura 1.18 - Propagarea căldurii de pe joncțiunea unui circuit integrat din interiorul unei capsule DPAK atunci când se utilizează găuri de trecere și suprafețe de cupru cu scop de răcire

Rezistențele termice ilustrate în Figura 1.18 se pot calcula folosind ecuația (1.9), cu condiția să se țină cont de direcția de propagare a căldurii, Figura 1.19. În momentul în care căldura va ajunge la traseele de cupru, la pad-ul expus și respectiv la planele de cupru va urmări să se deplaseze pe verticală, Figura 1.19 b. Motivul pentru care aceasta este prima direcție de deplasare constă în faptul că grosimea traseelor ( $t$ ) pe un cablaj este de ordinul micrometrilor (e.g.,  $18 \mu m$ ,  $24 \mu m$ ,  $35 \mu m$ ,  $70 \mu m$ ) prezentând astfel o rezistență termică prin conducție mult mai mică decât celelalte opțiuni de propagare a căldurii [22].

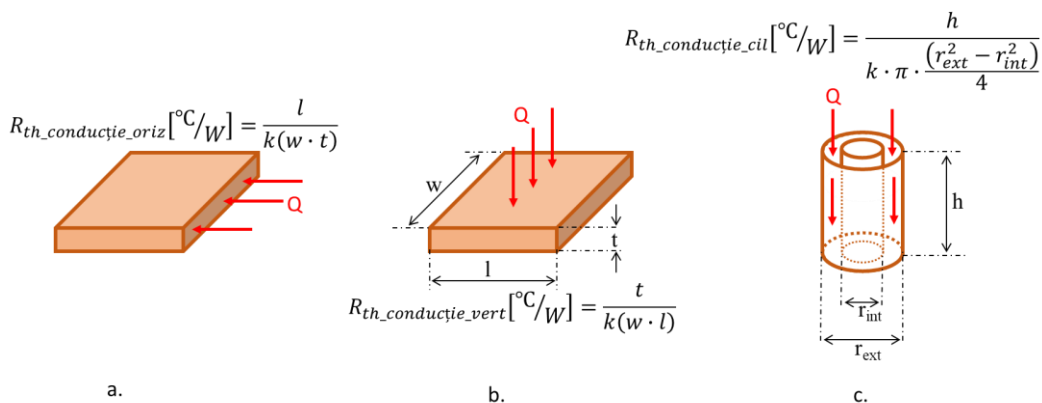


Figura 1.19 - Propagarea căldurii prin diferite structuri în funcție de direcția în care este aplicată: a. pe orizontală printr-o structură dreptunghiulară, b. pe verticală printr-o structură dreptunghiulară, c. pe verticală printr-un cilindru

După propagarea pe verticală prin intermediul structurilor de cupru, căldura va întâlni materialul dielectric (FR4) care separă straturile cablajului imprimat și pentru care este asociată o rezistență termică mare din cauza valorii asociate factorului de conductibilitate termică, Tabel 1.2. O alternativă pentru propagarea căldurii este pe orizontală prin structurile de cupru (i.e., plane de cupru, suprafețe de răcire din cupru, trasee), Figura 1.19 a. Rezistența termică va fi mult mai mare pentru scenariul din Figura 1.19 a comparativ cu Figura 1.19 b deoarece căldura se aplică printr-o suprafață mult mai mică ( $w \cdot t$ ) și pe o lungime mult mai mare ( $l$ ) care în general este de ordinul centimetrilor.

Pentru a facilita transferul de căldură, se urmărește mutarea acesteia cât mai rapid, de lângă dispozitivul de putere, pe fața opusă a cablajului imprimat prin intermediul găurilor de trecere (via). Deoarece, o gaură de trecere este de fapt un cilindru cu pereți de cupru, se va putea calcula rezistența termică conform Figura 1.19 c. Pentru a îmbunătăți transferul termic se vor pune mai multe găuri de trecere care să lege cele două suprafețe de răcire, astfel ca rezistența termică echivalentă să scadă, iar căldura să se propage cât mai repede pe fața opusă [8, 22].

Odată ajunsă pe partea opusă a cablajului imprimat căldura se va propaga pe orizontală prin conducție pe întreaga suprafață de cupru. De pe suprafața capsulei respectiv a suprafețelor de cupru de pe cablaj, căldura ajunge în mediul ambiant prin intermediul fenomenului de convecție. În funcție de dimensiunea suprafețelor de cupru utilizate în procesul de răcire și a modului în care se realizează conexiunea pad-ului de răcire, rezistența termică joncțiune-ambiant ( $R_{thJA}$ ) poate să prezinte diferențe chiar de  $75 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$  [20].

### 1.3.2. Convecție termică

Convecția termică apare atunci când o suprafață solidă este încălzită de un fluid în mișcare aflat la o temperatură diferită de cea a solidului răcit. În acest caz, fluidul poate să fie aerul din jurul cablajului imprimat care la nivel macroscopic se pune în mișcare datorită diferențelor de densitate determinate de diferența de temperatură dintre moleculele de aer aflate în contact cu suprafața cablajului și cele din mediul înconjurător. Masele de aer cu densitate mai mică (aerul mai cald) vor tinde să se ridice pe verticală datorită fenomenului de flotabilitate, în timp ce masele de aer cu densitate mai mare (reprezentate



de aerul cu o temperatură mai scăzută) vor tinde să cadă, ceea ce determină ca moleculele din fluid să se pună în mișcare, Figura 1.20.

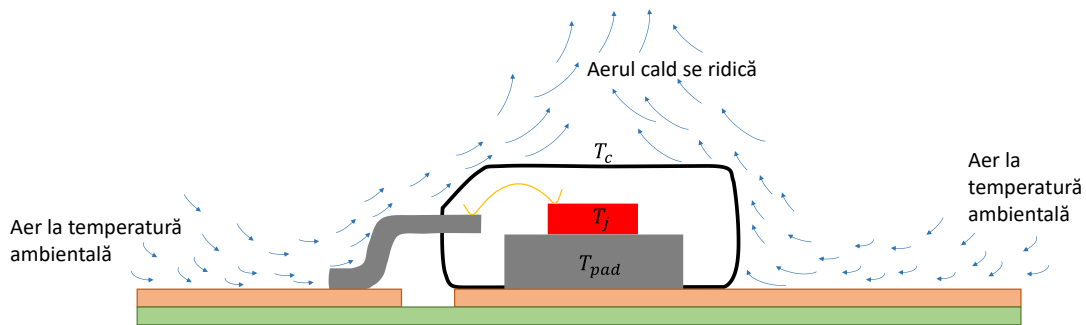


Figura 1.20 - Ilustrarea conceptului de răcire prin convecție pentru un circuit integrat asamblat pe un cablaj imprimat

În situația descrisă anterior, putem spune că răcirea este realizată prin intermediul convecției naturale. Proces în care aerul mai cald ce înconjoară echipamentul de putere se ridică, datorită fenomenului de flotabilitate, este înlocuit de aerul rece cu densitate mai mare, asigurând astfel răcirea dispozitivului de putere. În situația în care aerul este pus în mișcare, de exemplu de un ventilator, atunci sistemul este răcit prin convecție forțată.

Asemenea conducției, fenomenul de transfer de căldură prin convecție se poate realiza doar în prezența unui mediu, diferența fiind că mediul trebuie să fie reprezentat de un fluid aflat în mișcare [2]. Transferul de căldură într-un mediu solid se va realiza doar prin conducție deoarece moleculele din mediu rămân relativ pe aceeași poziție. În ceea ce privește transferul de căldură într-un lichid sau gaz acesta se va realiza prin intermediul conducției atunci când nu există o masă de aer în mișcare și prin convecției dacă este prezentă o masă de aer în mișcare.

Transferul de căldură prin intermediul convecției este un proces mult mai complex în comparație cu transferul de căldură prin conducție deoarece implică analiza mișcării fluidelor. Mișcarea fluidelor îmbunătățește procesul de răcire, deoarece facilitează mecanismul de a aduce în contact mase de aer cald cu mase de aer rece, ceea ce crește eficiența transferului de căldură prin conducție datorită variației mari în temperatură între masele de aer, fenomen care se manifestă în mai multe zone ale fluidului [2, 8].

Prin urmare transferul de căldură printr-un fluid datorită convecției este mult mai mare, dar procesul este influențat de viteza de deplasare a fluidului. Pe măsură ce viteza fluidului va crește și transferul de căldură prin convecție se va îmbunătăți.

Dacă analizăm scenariul din Figura 1.21 a., în care între două plăci aflate la temperaturi diferite se poziționează un fluid care nu se află în mișcare, temperatura fluidului în zonele de contact cu cele două plăci va fi aceeași cu a plăcilor din cauza continuității în temperatură [2]. În lipsa unei mișcări în fluid, energia din moleculele fluidului aflate în contact cu placa ce are o temperatură de 100°C se va transfera următorului strat de molecule din fluid, care prezintă o temperatură mai scăzută.

Pașii descriși anterior se repetă în procesul de propagare a căldurii spre placa aflată la temperatura de 30°C. Dacă fluidul aflat între cele două plăci este pus în mișcare, transferul de căldură este îmbunătățit creând zone cu diferențe mai mari de temperatură și astfel facilitând transferul de căldură, Figura 1.21 b.

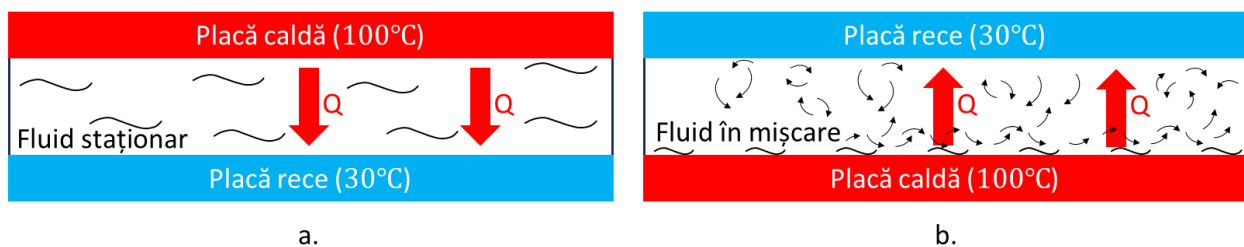


Figura 1.21 - Propagarea căldurii în cazul unui fluid staționar (a.) vs. un fluid în mișcare (b.)

În ceea ce privește fenomenul de convecție este important de reținut că acesta variază de la un scenariu la altul în funcție de:

- $\mu$  - vâscozitatea dinamică ce reprezintă rezistența la curgere și se măsoară în presiunea aplicată într-un interval de timp [ $Pa \cdot s$ ] sau Centipoise [ $cP$ ],
- $k$  - conductibilitatea termică a fluidului [ $\frac{W}{m \cdot K}$ ],
- $\rho$  - densitatea fluidului [ $\frac{kg}{m^3}$ ],
- $c$  - căldura specifică a fluidului [ $\frac{J}{kg \cdot ^\circ C}$ ],
- $v$  - viteza cu care se deplasează fluidul [ $m/s$ ].

Pe de altă parte convecția este influențată și de geometria corpului care este scufundat în fluid, de rugozitatea suprafeței solide precum și de tipul de curgere a fluidului (laminară sau turbulentă) [2, 8, 16]. Prin urmare fenomenul de convecție este unul dintre cele mai complexe mecanisme de propagare a căldurii.

După cum se poate observa există o dependență de densitatea fluidului când discutăm de realizarea transferului de căldură prin convecție. Prin urmare în momentul dimensionării unui sistem de răcire pentru dispozitive de putere care vor funcționa la altitudine mare trebuie să ținem cont de scăderea densității aerului și de diminuarea transferului de căldură prin intermediul convecției.

De asemenea tipul de curgere a fluidului este foarte importantă, deoarece în cazul curgerii laminare (o curgere în care particulele din fluid prezintă o curgere ordonată) se vor crea straturi de fluid cu temperaturi diferite între care transferul de căldură și respectiv transportul impulsului în masa de fluid se datorează fenomenului de difuzie, Figura 1.21 a. Transportul are loc atunci când între starturile învecinate de fluid există diferențe în concentrația impulsului (straturile au viteze diferite). În cazul curgerii laminare vâscozitatea fluidului va influența tensiunile tangențiale care apar la orice element de suprafață care separă două straturi de fluid în mișcare laminară.

În cazul curgerii turbulente vor apărea grupări aleatorii și cu fluctuații rapide de particule de fluid (la nivel macroscopic). Această mișcare dezorganizată în care straturile și particulele de fluid se deplasează pe traiectorii neregulate, cu viteze diferite ca sens și mărime determină o amestecare intensă în masa fluidului, Figura 1.21 b. După cum se poate observa în curgerea turbulentă are loc o mixare rapidă a particulelor de fluid dintre straturile adiacente ceea ce duce la îmbunătățirea transferului de căldură prin convecție.

Este important de menționat că în momentul în care avem o curgere turbulentă, aceasta nu se va extinde până la mediul solid întrucât viteza fluidului în acea zonă este insuficientă pentru promovarea turbulenței [2]. Din acest motiv, curgerea turbulentă este întotdeauna însoțită și de curgere laminară.

Trecerea dintre curgerea laminară și cea turbulentă nu se face instantaneu și este dependentă de viteza de propagare a fluidului. În cazul convecției naturale, viteza fluidului la contactul cu corpul solid tinde să fie zero, din cauza tensiunilor tangențiale ce se exercită în sens opus direcției de curgere a fluidului, ele acționând ca forțe de frecare care se opun inegalității vitezelor în diverse puncte ale masei de fluid, reprezentând rezistențe la curgerea (înaintarea) fluidului.

Viteza va tinde să crească pe măsură ce ne depărtăm de corp ca apoi să scadă din nou. La zona de contact dintre cele două medii curgerea va fi una laminară, iar grosimea

stratului staționar va influența propagarea căldurii prin intermediul fenomenului de convecție.

Ecuția care descrie cantitatea de căldură transferată prin convecție este următoarea [19, 22]:

$$Q[W] = h \cdot A \cdot \Delta T \quad (1.10)$$

, unde  $h$  reprezintă transferul de căldură prin convecție  $\left[\frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}\right]$ ,  $A$  este suprafața de contact prin care are loc transferul de căldură  $[m^2]$ , iar  $\Delta T$   $[^\circ C]$  este diferența de temperatură între corpul mai cald (corpul solid) și fluidul.

La prima vedere ecuația transferului de căldură prin convecție pare să fie asemănătoare cu cea a transferului prin conducție. În ambele situații o variație mai mare a temperaturii precum și o suprafață mai mare de contact va determina o cantitate mai mare de căldură transferată. Acest aspect se reflectă și asupra ecuației rezistenței termice asociate fenomenului de convecție care este invers proporțională cu suprafața de contact după cum se poate observa în următoarea ecuație.

$$R_{th\_convecție} [^\circ C/W] = \frac{1}{h \cdot A} \quad (1.11)$$

Deoarece putem calcula o rezistență termică pentru transferul de căldură prin convecție, modelul termic-echivalent poate fi folosit în aceeași manieră pentru a modela propagarea căldurii prin convecție, asemănător fenomenului de conducție termică.

Deși până în acest punct cele două ecuații par să fie asemănătoare, ceea ce le deosebește este factorul  $h$ . Dacă pentru conductibilitatea termică avem valori în funcție de tipul mediului prin care se propagă căldura, pentru transferul de căldură prin convecție lucrurile nu sunt atât de simple. În acest caz considerăm că  $h$  este o mărime dependentă atât de proprietățile fizice ale fluidului (temperatură, densitate, viteză) dar și de constrângerile fizice (forma și modul în care este poziționată suprafața răcită) ceea ce îl transformă într-un factor greu de determinat. Formulele utilizate în calcularea transferului de căldură prin convecție sunt doar aproximări ale fenomenelor care apar și implică utilizarea de formule pentru determinarea [2]:

- numărului lui Nusselt ce reprezintă raportul dintre căldura totală transferată (prin conducție și convecție) și căldura transferată prin conducție în zona de contact a fluidului,

- numărului lui Prandtl ce reprezintă raportul dintre vâscozitatea cinematică (măsura rezistenței fluxului de fluide sub acțiunea gravitației) și difuzivitatea termică (măsură a vitezei transmiterii căldurii în interiorul unui material,
- numărului lui Grashof ce este un parametru adimensional care indică raportul dintre mărimea forței de flotabilitate și a forței cinemate (vâscozitatea cinematică),
- numărului lui Rayleigh pentru convecție naturală care este definit ca produsul dintre numărul lui Prandtl și numărul lui Grashof, indicând cât este de mare forța flotabilității datorită fenomenelor termice în comparație cu vâscozitatea cinematică și difuzivitatea termică. Prin intermediul acestui număr se indică dacă avem o curgere laminară sau turbulentă, pragul fiind în jurul valorii de  $1 \cdot 10^9$ .

Pentru calcularea factorului de transfer prin conducție vor trebui utilizate formule specifice pentru fiecare tip de suprafață și orientare, prin urmare un calculator online precum Thermal Wizard dezvoltat de cei de la Maya HTT [23] sau PCB Temperature Calculator [24] reprezintă o opțiune mai bună decât utilizarea de formule prin care se încearcă o aproximare generală a fenomenului de transfer de căldură prin convecție [22].

Pe lângă modificarea vitezei, a proprietăților fluidului de răcire și a modului în care acesta curge, o altă variantă pentru a îmbunătăți cantitatea de căldură transferată prin intermediul convecției termice este să utilizăm radiatoare pentru răcire. Prin intermediul unui radiator de răcire (heatsink) se urmărește să scădem rezistența termică dintre capsula dispozitivului de putere și mediul ambiant, rezistență care caracterizează transferul de căldură prin convecție. Scăderea rezistenței termice este posibilă prin mărirea suprafeței de contact cu aerul din mediul ambiant și prin forțarea apariției curgerii turbulente. Prin dimensionarea distanței dintre aripioarele radiatorului (heatsink fins) este posibil să se obțină un număr Reynolds mare care să favorizeze apariția unei curgeri turbulente [2, 8].

Tranziția din curgere laminară în curgere turbulentă este influențată de factori precum geometria suprafeței, rugozitatea acesteia, viteza fluidului, temperatura mediului solid și tipul fluidului. Experimentele realizate de Osborn Reynolds au arătat că modul de curgere a unui fluid este influențat de raportul dintre forța de deplasare (proporțională cu densitatea și viteza fluidului) și vâscozitatea cinematică. În cazul obținerii unui număr Reynolds mare va rezulta o forță de inerție mai mare decât vâscozitatea cinematică, prin

urmare forța asociată vâscozității cinematice nu se poate opune apariției fluctuațiilor rapide și aleatorii din fluid specifice curgerii turbulente. În cazul unui număr Reynolds mic, forța asociată vâscozității cinematice va fi suficient de puternică ca să mențină o curgere laminară și să împiedice amestecul între straturi. Formula pentru calcularea numărului Reynolds [8] pentru un fluid cu viteza  $v$  ce trece printr-un canal de lățime  $w$  este următoarea:

$$R_e = \frac{\rho \cdot v \cdot w}{\eta} \quad (1.12)$$

, unde  $\rho$  este densitatea fluidului  $\left[\frac{kg}{m^3}\right]$  iar  $\mu$  reprezintă vâscozitatea dinamică a fluidului  $[Pa \cdot s]$  sau  $\left[\frac{kg}{m \cdot s}\right]$ .

După cum se poate observa din ecuația (1.12) prin proiectarea unui radiator pentru care mărim distanța dintre aripioare ( $w$ ) este posibil să obținem un număr Reynolds ridicat (o curgere turbulentă) chiar și atunci când viteza fluidului este mică. Ce este important de reținut din această analiză este faptul că în cazul radiatoarelor trebuie găsit un compromis. Așadar este posibil ca un radiator cu o suprafață mare, dar pentru care domină curgerea laminară, să aibă performanțe mai scăzute în transferul căldurii prin convecție decât un radiator cu suprafață mai mică dar care datorită distanței dintre aripioare să beneficieze de curgere turbulentă [8].

La contactul dintre capsulă și radiator transferul de căldură se realizează prin intermediul fenomenului de conducție termică, care este influențat de suprafața de contact și respectiv de conductibilitatea mediului. Pentru a îmbunătăți transferul de căldură prin conducție între cele două medii se va amplasa o pastă termică (thermal grease, thermal compound) care are ca scop umplerea golurilor microscopice dintre capsulă și suprafața de contact a radiatorului, Figura 1.22.

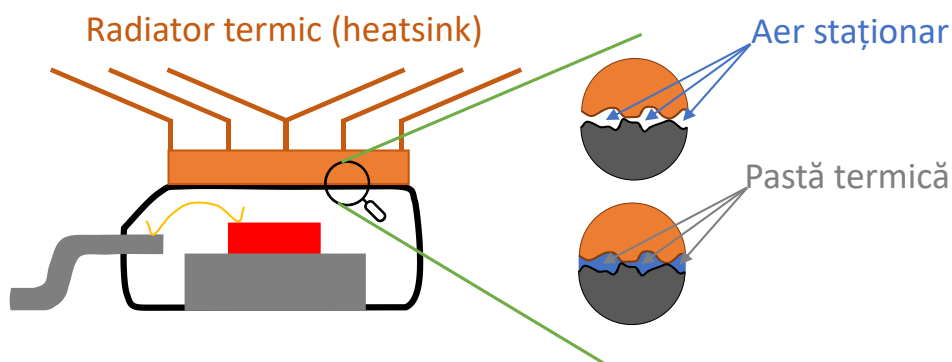


Figura 1.22 - Imperfecțiunile microscopice la contactul dintre dispozitivul de putere și radiatorul de răcire

În lipsa unei paste termice, golurile vor fi umplute cu aer staționar ce prezintă o valoare pentru conductibilitate ( $k = 0.0328 \frac{W}{m \cdot ^\circ C}$ ) mult mai mare în comparație cu valorile materialelor folosite pentru îmbunătățirea transferului termic, Tabel 1.3.

Tabel 1.3 – Conductibilitatea termică a materialelor utilizate pentru conectarea radiatoarelor de răcire

Tipul materialului	Conductibilitatea termică $k \left[ \frac{W}{m \cdot K} \right]$
Aer staționar	0.0328
Pastă termică	0.192 - 0.769
Mică	0.666

Materialul care se va folosi pentru umplerea golurilor dintre dispozitivul de putere și radiator trebuie în primul rând să aibă proprietăți bune în ceea ce privește conducția termică, dar în același timp trebuie luate în considerare și aspectele electrice. Este posibil ca pe același radiator să fie montate mai multe tranzistoare, iar pad-urile de răcire să se afle la potențiale diferite, în acel moment trebuie folosit un material care să fie și izolator electric, ceea ce va afecta conductibilitatea termică. Indiferent de materialul utilizat acesta nu trebuie pus într-un strat gros, deoarece conform ecuația (1.9) va crește rezistența termică.

Un alt motiv pentru care trebuie să fim atenți la cantitatea de pastă aplicată este datorită posibilității ca aceasta să fie împinsă în exterior în timpul funcționării, datorită fenomenului de dilatare și a modului în care este realizat contactul dintre dispozitivul de putere și radiator. În cazul în care aceasta prezintă proprietăți conductoare se poate produce un scurt circuit pe pinii dispozitivului de putere sau/și pe componentele adiacente [8].

Radiatoarele sunt o variantă eficientă pentru a răci dispozitivele de putere, însă uneori din cauza restricțiilor mecanice și a dimensiunii echipamentului final, utilizarea radiatoarelor în zona unde se află dispozitivul de putere nu este posibilă. În aceste situații se pot utiliza tuburi termice ce utilizează principiul schimbării de fază pentru a transporta căldura degajată de dispozitivul de putere la marginea echipamentului unde prin intermediul unui radiator și a fenomenului de convecție naturală sau forțată căldura va fi disipată spre mediul ambiant. Prin poziționarea sistemului de răcire mai departe de locația dispozitivului de putere se asigură o curgere mai bună a fluidului de răcire prin convecție și un mediu ambiant unde temperatura este mai scăzută în comparație cu locația din apropierea dispozitivului de putere.

Tubul de răcire (heat pipe) va conține o cantitate de lichid care în timpul funcționării dispozitivului de putere datorită căldurii degajate se transformă în vapori (proces endoterm). Vaporii se vor propaga datorită diferențelor de presiune spre zonele reci din zona radiatorului unde vor condensa eliberând căldura înmagazinată (proces exoterm). Lichidul din urma procesului de condensare prin intermediul principiului capilar și/sau forței gravitaționale va reveni în zona dispozitivului de putere reluând procesul de transport a energie termice, Figura 1.23.

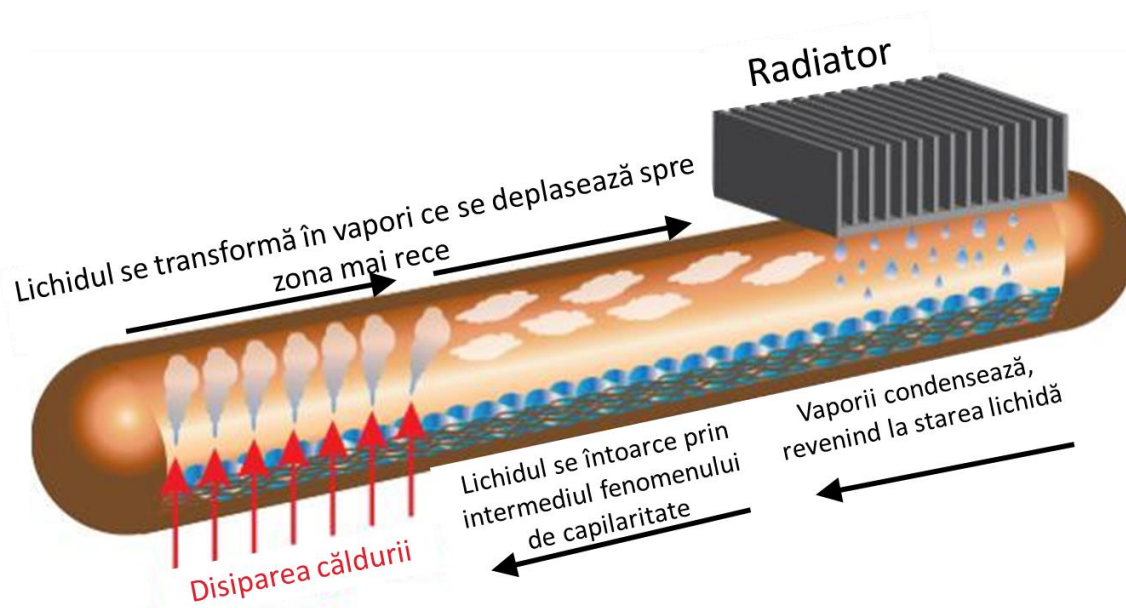


Figura 1.23 - Răcirea dispozitivelor de putere prin intermediul tuburilor de răcire

Pe lângă cele două mecanisme de transportare a căldurii termice generate de dispozitivele de putere mai există un al treilea mecanism ilustrat în Figura 1.14 și anume transferul de căldură prin radiație termică.

### 1.3.3. Radiație termică

În cazul radiației termice energia termică rezultată în urma agitației moleculelor, atomilor din mediu este transportată de undele electromagnetice (fotoni) cu diferite lungimi de undă [2, 16, 19]. Deoarece transferul de căldură prin radiație se realizează prin intermediul undelor electromagnetice, transportul căldurii nu implică existența unui mediu (permite transferul de căldură în spațiu sau vid) între suprafața sursei de căldură și suprafața mediului care va capta căldura emisă [8]. Orice corp care are o temperatură mai mare de 0 Kelvin va prezenta o amprentă termică datorită fenomenului de radiație termică. Prin intermediul mecanismul de radiație termică are loc încălzirea Pământului de



către Soare. Transferul de căldură prin intermediul radiației este cel mai rapid (viteza luminii) și nu este caracterizat de pierderi atunci când propagarea are loc în vid.

Fenomenul de rație termică depinde de culoarea, orientarea și rugozitatea (roughness) obiectului. Transferul de căldură prin intermediul radiației termice este descris de ecuația lui Stefan-Boltzmann:

$$Q = \frac{dQ}{dt} = -\sigma\epsilon FA(T_1^4 - T_2^4) \quad (1.13)$$

, unde

- $\sigma$  este constanta lui Stefan-Boltzmann  $5.67 \times 10^{-8} \left[ \frac{W}{m^2 K^4} \right]$ ,
- $\epsilon$  reprezintă emisivitatea suprafeței radiante în comparație cu un corp negru (black body)  $0 \leq \epsilon \leq 1$  ( $\epsilon = 0$  pentru corp complet reflectiv (corpuri lucioase),  $\epsilon = 1$  pentru un corp complet absorbtiv (corp opac sau corp negru)),
- $F$  este un factor adimensional ce caracterizează transfer de căldură în funcție de geometria suprafețelor între care se face transferul de căldură ( $F \leq 1$ ),
- $A [m^2]$  reprezintă aria suprafeței care radiază căldura,
- $T_1 [^\circ C]$  este temperatura suprafeței care radiază căldură,
- $T_2 [^\circ C]$  este temperatura suprafeței ce manifestă o temperatură mai mică decât a suprafeței ce radiază căldură.

Factorul  $F$  reprezintă procentul de radiație de pe suprafața radiantă care ajunge în mod direct pe suprafața mai rece. În ceea ce privește propagarea radiației termice, nu este obligatoriu ca radiația termică ce lovește o anumită suprafață să fie absorbită în totalitate.

De exemplu, componentele de pe un cablaj care sunt fabricate într-o capsulă de culoare neagră (mată sau cu asperități) vor absorbi o cantitate mai mare de căldură transferată prin radiație termică în comparație cu structurile metalice lucioase (suprafețe de aluminiu lucios sau cupru), Tabel 1.4. În cazul unui echipament închis într-o carcasă, factorul  $F$  va lua valoarea 1 [2].

Tabel 1.4 – Influența tipului de suprafață asupra absorbției și emisivității în contextul radiației termice

Suprafață	Absorbție radiație termică	Emisie radiație termică
Opacă, mată, cu asperități	O bună absorbție a radiației termice	Emisivitate ridicată în ceea ce privește radiația termică
Lucioasă	Slabă absorbție a radiației termice	Emisivitate scăzută în ceea ce privește radiația termică

Rezistența termică care caracterizează transferul de căldură prin radiație poate fi obținută prin aproximarea ecuației (1.13):

$$R_{th\_radiație} = \frac{\Delta T}{Q} = \frac{\Delta T}{P} \approx \frac{\Delta T}{\sigma \epsilon F A (T_1^4 - T_2^4)} = \frac{1}{h_{Rad} \cdot A} \quad (1.14)$$

, unde

- $h_{Rad}$  reprezintă factorul de transfer termic prin radiație (factor aproximativ)  $\left[\frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}\right]$ ,
- $A [m^2]$  aria suprafeței care radiază căldura.

În ceea ce privește transferul de căldură, între un dispozitiv de putere și mediul înconjurător (aer), acesta se va realiza prin intermediul radiației termice ce va avea loc în paralel cu mecanismul de transfer prin convecție sau conducție atunci când nu există mișcare în masa de aer [2, 25], Figura 1.24.

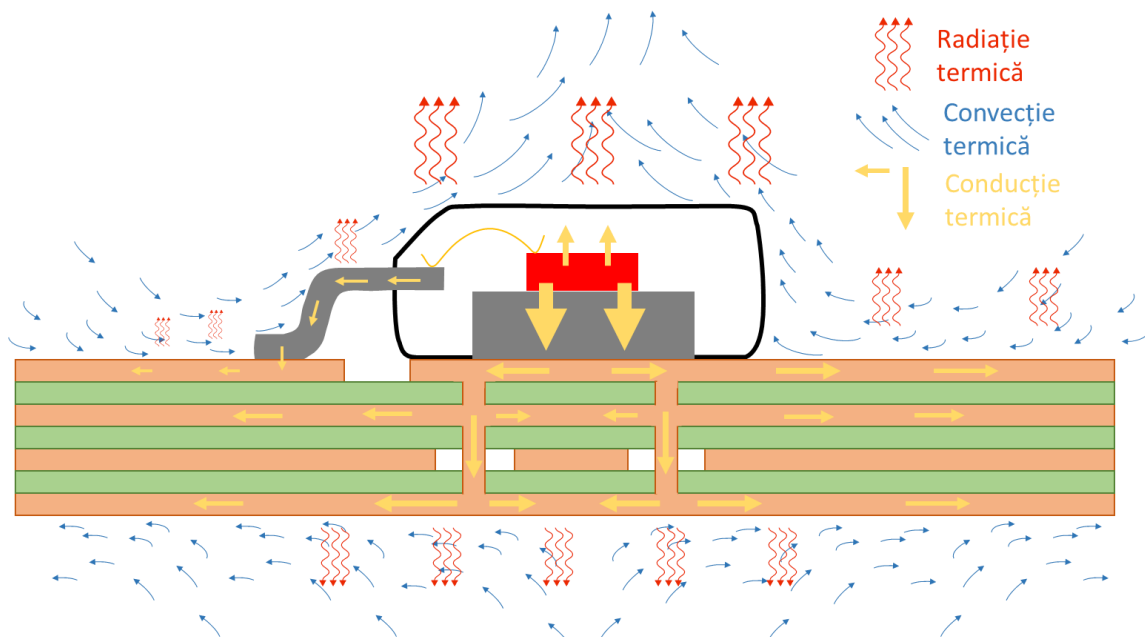


Figura 1.24 - Propagarea căldurii pe un cablaj imprimat prin intermediul conducției, convecției și radiației termice

Pentru a analiza temperatura în timpul funcționării pentru joncțiunea unui dispozitiv de putere se poate lua în calcul doar mecanismele de propagare a căldurii prin conducție și convecție. În general acestea domină pentru dispozitivele proiectate pentru aplicații uzuale sau unde avem de-a face cu convecție forțată. Prin ignorarea fenomenului de radiație termică, calculele vor supraestima temperatura de funcționare, deoarece fenomenul de radiație termică este în paralele cu transferul de căldură prin convecție, includerea acestuia rezultând în îmbunătățirea transferului termic.

Radiația termică nu va putea fi ignorată pentru situațiile în care diferența dintre temperatura corpurilor și suprafețele înconjurătoare ( $T_1^4 - T_2^4$ ) va fi foarte mare sau mediul în care va opera dispozitivul de putere este unul cu o densitate mică a aerului sau chiar vid.

Un alt scenariu este cel în care cablajul final este închis într-o carcasă, ceea ce determină absorbția directă generată de dispozitivul de putere sau indirectă, de la pereții carcasei, de către componentele de pe placă, modificând parametrii electrici de funcționare ai acestora.

#### 1.4. Modelarea fenomenelor termice în regim dinamic

În paragrafele anterioare modelele prezentate permit analiza propagării căldurii pornind de la premiza că atât energia disipată de dispozitivul de putere dar și temperaturile din sistem sunt constante. Modelele prezentate anterior nu pot surprinde fenomenele termice care au loc la pornirea dispozitivului, când puterea disipată ar putea fi constantă, dar temperatura pe joncțiunea dispozitivului crește, sau în cazul în care dispozitivul este comandat în impulsuri, scenariu în care temperatura ar putea rămâne constantă, dar puterea disipată variază [8].

În cazul analizelor termice pentru circuitele de putere cel de al doilea are un impact semnificativ. Prin utilizarea unui model static într-un regim dinamic, ce implică o comandă în impulsuri, este posibil să obținem valori supraestimate în ceea ce privește temperatura joncțiunii în timpul funcționării. Astfel, se poate ajunge la supradimensionarea sistemului de răcire.

Parametrul care influențează comportamentul termic al unui dispozitiv de putere în regim dinamic de comandă este capacitatea termică (masa termică). Capacitatea termică previne apariția schimbărilor rapide de temperatură într-un corp, oferind astfel o inerție

termică [8]. Cu cât capacitatea termică este mai mare, cu atât va fi mai dificil să stocăm sau să transferăm energia. Capacitatea termică se notează cu  $C_{th}$  și se măsoară în  $J/^\circ\text{C}$ . Aceasta se poate defini în funcție de creșterea temperaturi datorată căldurii transferate în intervalul de timp:

$$C_{th} [J/^\circ\text{C}] = \frac{Q \cdot t}{\Delta T} \quad (1.15)$$

, unde

- $Q [J/s]$  reprezintă căldura transferată,
- $t$  este timpul măsurat în secunde,
- $\Delta T [^\circ\text{C}]$  reprezintă variația în temperatură.

În același timp, capacitatea termică poate fi definită și în funcție de proprietățile fizice ale dispozitivului analizat [19]:

$$C_{th} [J/^\circ\text{C}] = c \cdot \rho \cdot V \quad (1.16)$$

, unde

- $c \left[ \frac{J}{\text{kg} \cdot ^\circ\text{C}} \right]$  este căldura specifică materialului și reprezintă cantitatea de căldură care trebuie adăugată pentru a determina o creștere cu un grad Celsius într-un kilogram de material (substanță),
- $\rho \left[ \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \right]$  densitatea materialului,
- $V [\text{m}^3]$  volumul ocupat de material.

Deoarece masa termică se opune modificării temperaturii, modelarea acesteia poate fi asociată cu un filtru trece jos. Astfel, impulsurile scurte vor genera cantități mici de energie, având prin urmare un efect redus asupra modificării temperaturii dispozitivului. Deoarece energia în masa unui material este stocată în mod continuu, căldura (asemenea curentului în circuitele electrice) nu poate înainta până când capacitatea termică întâlnită nu este complet încărcă. Din acest motiv capacitatea termică va trebui să fie mereu conectată cu unul dintre terminale la referință. Prin urmare în cazul unui model termic-

electric echivalent acest lucru este identic cu conectarea la temperatura de referință (temperatura ambientală), Figura 1.25.

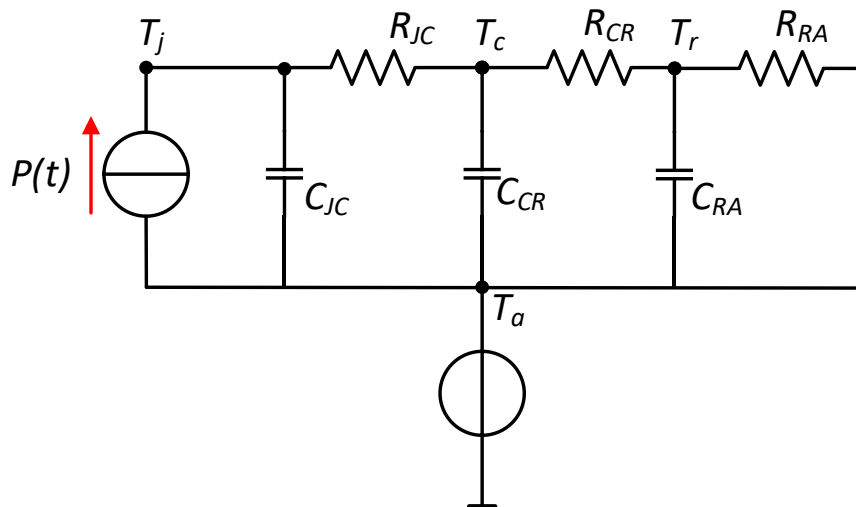


Figura 1.25 - Modelul termic-electric echivalent pentru fenomenele tranzitorii pentru un dispozitiv de putere conectat la un radiator

Dacă se cunoaște rezistența termică a unei secțiuni și respectiv masa termică, timpul necesar modificării temperaturii pentru structura rezistivă este dat la fel ca și în circuitele electrice de constanta  $\tau$  [8, 19]:

$$\tau = R_{th} \cdot C_{th} \quad (1.17)$$

Rezolvarea circuitului din Figura 1.25 implică aplicarea aceluiași principii ca și într-un circuit electric, prin urmare temperatura finală pe oricare dintre condensatori va fi dată de produsul dintre rezistența termică echivalentă și puterea disipată. Modelul termic tranzitoriu va ajunge să convergă în cele din urmă spre modelul termic staționar. Odată ce masa termică a ajuns la o temperatură stabilă se comportă asemenea unei capacități încărcate la nivelul de tensiune din circuit, putând fi echivalată cu o întrerupere, prin urmare tot ceea ce vede căldura în acest moment este doar rezistența termică.

În momentul aplicării saltului de putere, temperatura pe jonțiunea dispozitivului nu va crește treptat, ci aceasta va prezenta o evoluție asemănătoare cu procesul de încărcare a unui condensator printr-o structură RC. Temperatura pe jonțiune se va stabili după  $5\tau$  dacă nu vor surveni alte modificări în puterea disipată, Figura 1.26. Dacă normalizăm evoluția temperaturii în timp la puterea disipată ceea ce obținem este o impedanță termică  $Z_{th}$ :

$$Z_{th} = \frac{T(t)}{P} \tag{1.18}$$

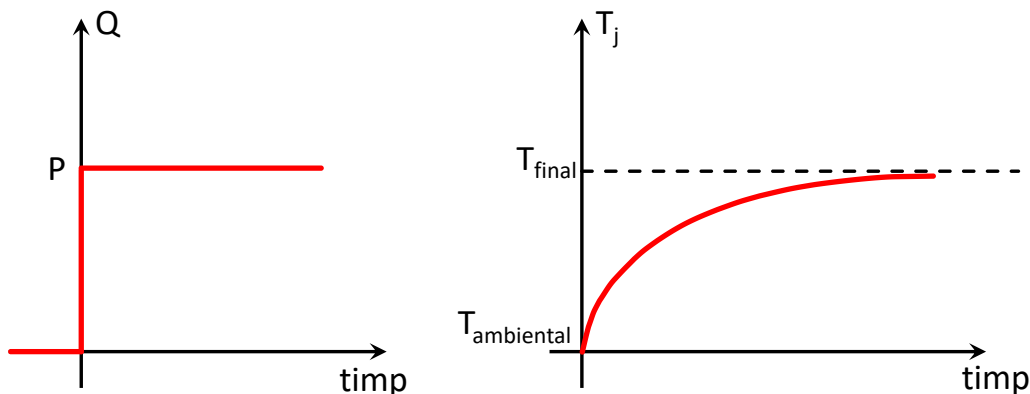


Figura 1.26 - Evoluția temperaturii pe joncțiune în momentul în care se aplică un salt de putere

În cazul producătorilor de circuite integrate aceștia sunt responsabili cu specificațiile ce țin de propagarea căldurii de pe joncțiune până la carcasă și respectiv pad-urile expuse pentru disiparea căldurii [10], Figura 1.27.

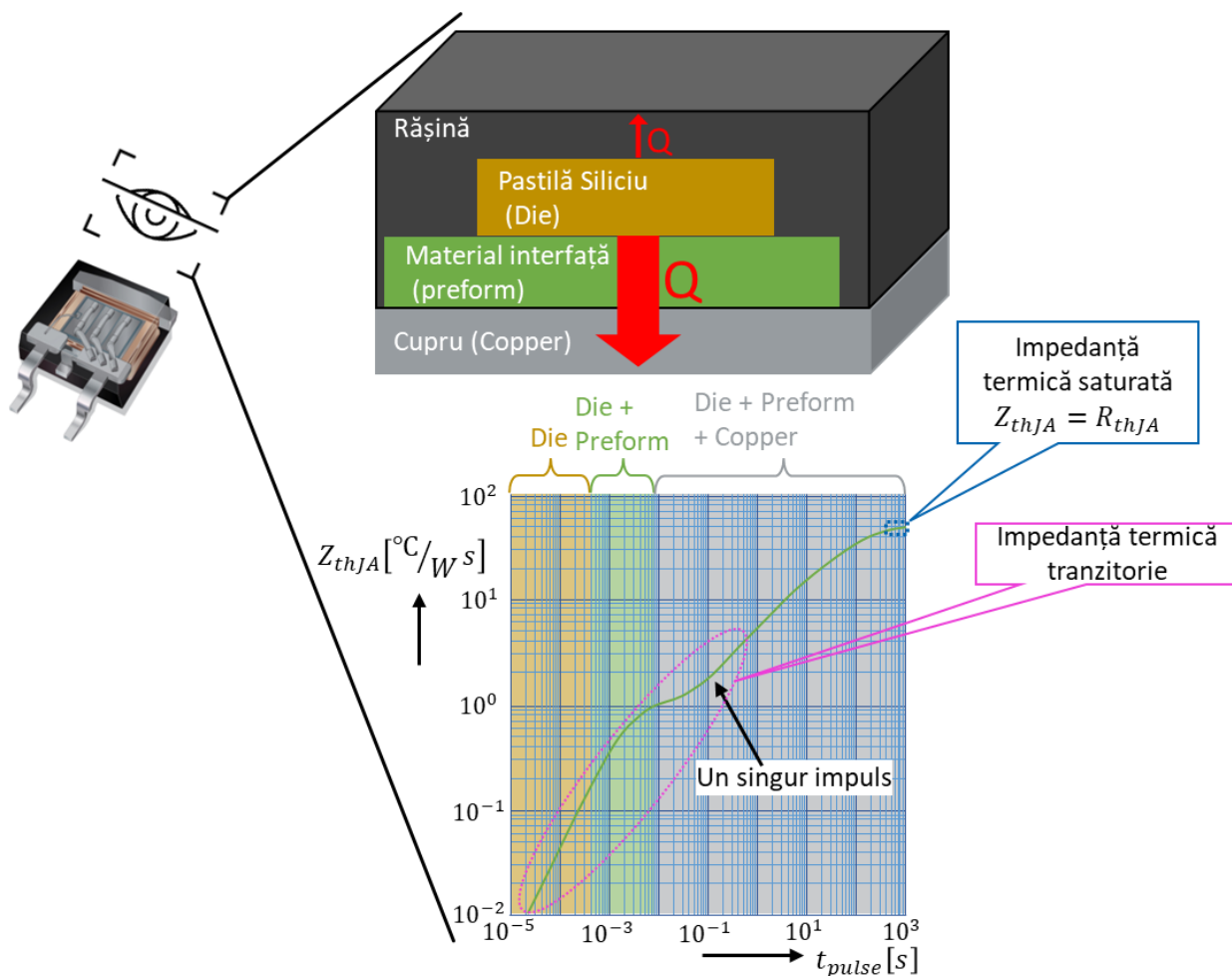


Figura 1.27 - Impedanța termică pentru un dispozitiv de putere când se aplică un singur impuls

Cu cât impulsul de energie este mai mic, influența asupra temperaturii pe joncțiune este dată de masa pastilei de siliciu. Pe de altă parte pe măsură ce durata impulsului crește, temperatura pe joncțiune va fi influențată de masa carcasei respectiv a radiatorului de răcire în caz că este prezent.

În circuitele de putere formele de undă pot să prezinte evoluții neregulate, ceea ce va influența evoluția în timp a puterii disipate [26]. Din cauza constantei  $\tau$  ce prezintă valori mai mari decât în cazul circuitelor electrice, puterea disipată poate să fie aproximată, astfel încât energia disipată să fie identică, simplificând astfel formulele de calcul în regim termic tranzitoriu, Figura 1.28.

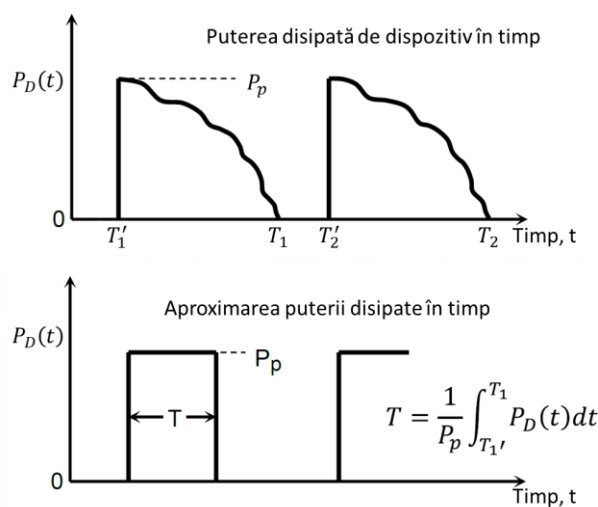


Figura 1.28 - Aproximarea puterii disipate în regim tranzitoriu pentru calculul termic

În scenariile în care puterea disipată este asemănătoare cu o formă de undă sinusoidală sau triunghiulară, puterea disipată poate fi aproximată cu o formă de undă dreptunghiulară care prezintă aceeași energie disipată în timp [26]:

- un impuls dreptunghiular caracterizat doar de o fracțiune din durata în timp a impulsului inițial și cu o amplitudine mai mică, Figura 1.29 a și b,
- un impuls dreptunghiular care prezintă aceeași amplitudine ca a impulsului inițial dar o durată în timp mult mai mică, Figura 1.29 c și d.

Modelul termic-electric echivalent pentru modelarea propagării căldurii prin conducție în regim tranzitoriu prezentat în Figura 1.25 este întâlnit sub denumirea de model de linie de transmisie, filtru trece jos sau rețea Cauer [8, 9, 27]. Acesta este singurul model capabil să modeleze corect propagarea căldurii de pe joncțiune spre mediul ambiant pe măsură ce căldura se propagă prin fiecare structură a unui circuit integrat. Este

esențial de reținut că doar acest model este capabil să ofere valori corecte ale temperaturii pentru fiecare nod din rețea (i.e., temperatura pe joncțiune, temperatura pe carcasă, temperatura la nivelul pad-ului termic).

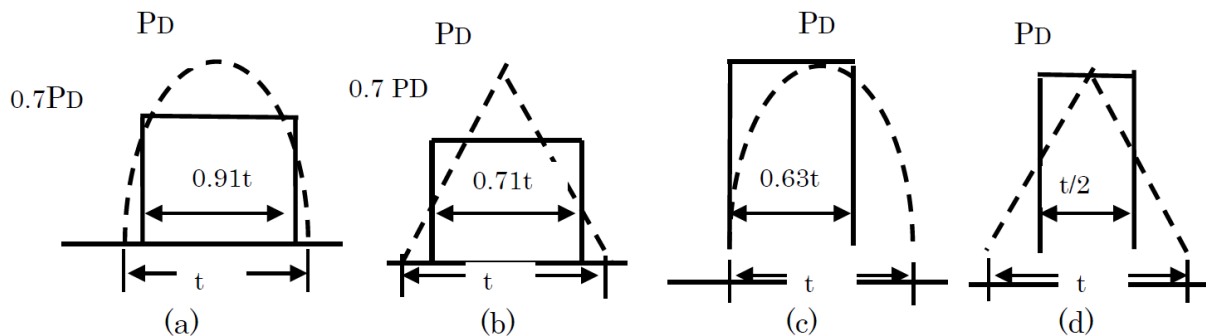


Figura 1.29 - Aproximarea formelor de undă pentru puterea disipată în regim tranzitoriu pentru calculul termic

În anumite foi de catalog se poate întâlni o a doua abordare pentru ilustrarea propagării căldurii într-un circuit integrat și anume rețeaua Foster [9, 27], Figura 1.30. Din păcate acest model nu are asociată o semnificație fizică în ceea ce privește propagarea căldurii, scopul fiind să aproximeze impedanța termică asociată unui lanț termic de propagare a căldurii [8, 9].

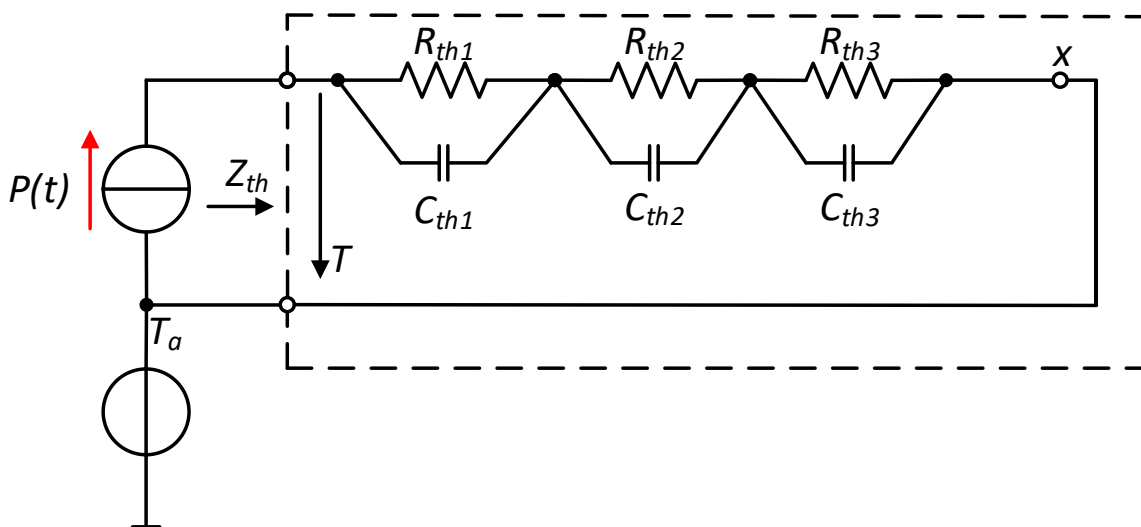


Figura 1.30 - Modelul termic-electric pentru regim tranzitoriu folosind o rețea Foster

Rețeaua Foster deși poate fi utilizată pentru a analiza orice tipar de putere disipată pe joncțiunea dispozitivului, modelul are totuși câteva neajunsuri [8, 9, 27]:

- rețeaua nu poate oferi informații despre temperatura pe nodurile intermediare (e.g. carcasă, pinii componente, pad-ul termic, temperatura la nivelul pastei de lipit) deoarece nodurile din model nu au corespondență în domeniul fizic (rețeaua aproximează evoluția impedanței termice  $Z_{th}$ );



- porturile rețelei nu pot fi conectate decât la sursa de curent, respectiv referința modelului (temperatura ambientală), astfel rețeaua nu poate fi extinsă pentru a modela comportamentul dispozitivului când se montează un radiator de răcire.

Pentru a putea simula prezența radiatorului, rețeaua ar trebui refăcută pentru o impedanță termică care include și proprietățile fizice ale radiatorului de răcire. Trebuie precizat că anumiți producători oferă doar modele Foster care trebuie convertite în model Cauer în cazul în care dorim să extindem modelul termic [28, 29].

## Capitolul 2: CLASE DE COMPATIBILITATE ELECTROMAGNETICĂ - STANDARDE ȘI MĂSURĂTORI

**T**oate echipamentele sau sistemele electrice pot fi caracterizate în timpul funcționării printr-o radiație electromagnetică. Din acest motiv se impun anumite condiții pe perioada funcționării unui echipament sau sistem electric, astfel încât acesta să fie compatibil electromagnetic cu mediul înconjurător, în care pot să existe alte surse ce generează interferențe sau zgomot electromagnetic [30]. De asemenea este foarte important ca echipamentul dezvoltat să aibă o radiație electromagnetică cât mai mică pentru a reduce impactul asupra funcționării sistemelor electronice aflate în apropiere.

În literatură interferența electromagnetică (Electromagnetic Interference - EMI) este definită ca o acțiune de deteriorare a unui semnal electromagnetic util prin intermediul unei perturbații electromagnetice [31, 32]. Perturbația electromagnetică poate să fie orice semnal electromagnetic nedorit, chiar semnalul util, dar care este recepționat după mai multe reflexii (căi multiple de propagare). Din punct de vedere a unei analize în timp perturbațiile electromagnetice pot să fie continue sau întrerupte și prezentând o evoluție periodică sau non periodic [33], Tabel 2.1. În general orice semnal electromagnetic nedorit sau perturbator, va fi privit în timpul dezvoltării echipamentului sau sistemului electric ca și zgomot.

Trebuie menționat faptul că interferența electromagnetică nu este același lucru cu interferența radio (în engleză Radio Frequency Interference - RFI). Interferența radio este definită ca o acțiune prin care un semnal radio util nu mai este recepționat corect datorită unei perturbații radio cauzată de un semnal radio nedorit (perturbator) [31]. Conform Federal Communications Commission (FCC), spectrul radio este cuprins între 9 kHz până la 3000 GHz [34].

Tabel 2.1 - Caracterizarea perturbațiilor electromagnetice în timp și frecvență

Tip perturbație	Caracterizare în timp	Caracterizare în frecvență	Caracterizarea fenomenelor
Curenții din rețelele de alimentare (50 Hz EU, 60 Hz SUA).	Manifestare continuă și periodică.	Prezintă mai multe componente spectrale.	Liniile de alimentare generează perturbații electromagnetice care au fundamentala în funcție de regiune la 50 Hz sau 60 Hz.
Impulsurile RADAR	Perturbație periodică dar întreruptă.	Semnal de bandă largă, tip impuls. Spectrul este centrat pe o purtătoare în jurul căreia este distribuit tot spectrul semnalului.	Spectrul impulsului RADAR ocupă o bandă largă de frecvențe (mult mai mare decât a transmisiilor radio) centrată pe purtătoare.
Transmisia de informație digitală ('1' și '0' logic)	Semnalul nu este periodic, perturbația nu prezintă o manifestare continuă în timp.	Banda semnalului depinde de cât de repede se realizează comutațiile din '0' în '1' și vice versa. Comutațiile rapide se caracterizează printr-o bandă largă.	Semnalul este compus dintr-un spectru larg și poate să genereze interferențe în echipamentele electrice.

În momentul în care un echipament electronic este proiectat, este foarte important să se țină cont încă de la început și de aspectele legate de asigurarea compatibilității electromagnetice (CEM, în engleză Electromagnetic Compatibility - EMC).

Un sistem este compatibil din punct de vedere electromagnetic dacă respectă următoarele trei condiții [33, 34]:

- nu produce interferențe electromagnetice peste anumite nivele care să afecteze funcționarea echipamentelor sau a sistemelor din jurul său;
- în același timp, este important ca echipamentul sau sistemul dezvoltat să fie imun (să nu fie susceptibil) între anumite nivele prestabilite la zgomot electromagnetic;
- în cele din urmă este important ca dispozitivul sau sistemul electronic să nu se perturbe pe el însuși. Acest lucru se poate întâmpla dacă zgomotul intern generat în timpul funcționării afectează funcționarea acestuia, degradându-i performanțele.

Pentru ca un echipament să poată să fie vândut într-o țară, este obligatoriu ca acesta să îndeplinească condițiile de compatibilitate electromagnetică ale țării respective sau ale organizației din care țara este membru.

## 2.1. Mecanismul de interferență electromagnetică

În general analiza de compatibilitate electromagnetică (CEM) ia în considerare trei componente [19]:

- sursă (emițător) generatoare de perturbații electromagnetice,
- un canal de propagare a energiei emise
- un receptor, unde semnalul electromagnetic este prelucrat, rezultând într-un comportament dorit sau nedorit de la caz la caz, Figura 2.1.

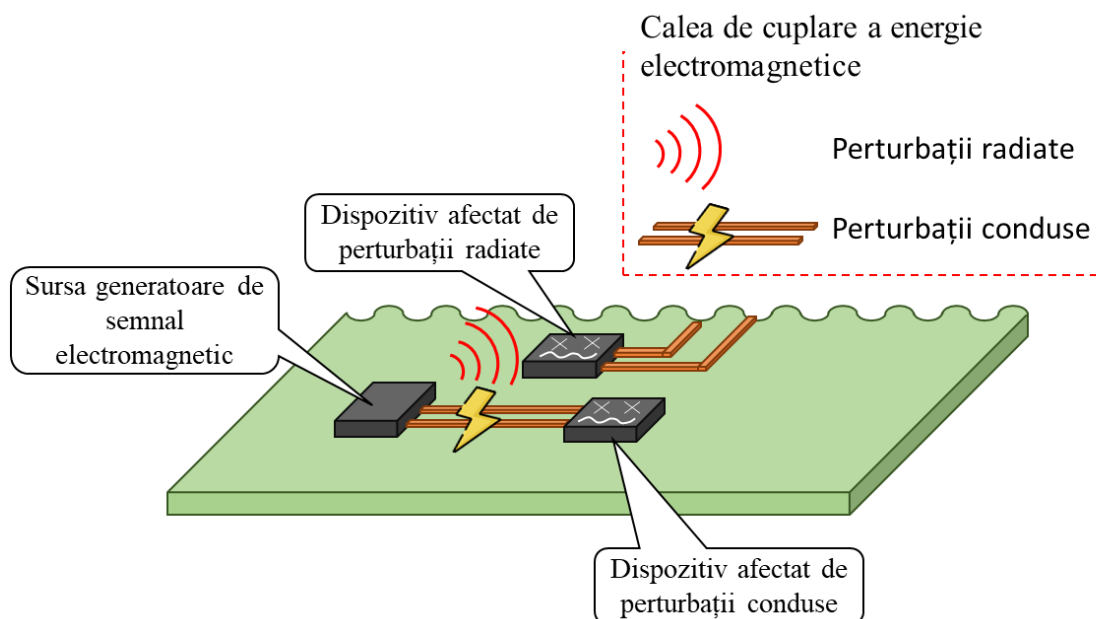


Figura 2.1 - Descompunerea unei analize de compatibilitate electromagnetică pe componente

Se consideră că sistemul este afectat de o interferență electromagnetică, dacă energia electromagnetică captată determină ca receptorul să aibă un comportament nedorit. Într-un sistem este posibil ca pe durata întregului interval de funcționare să se cupleze energii electromagnetice prin diferite canale de cuplare (canale de transmisie) nedorite. Transferul de energie electromagnetică nedorită, determină apariția unei interferențe, doar dacă nivelul de semnal recepționat depășește un anumit nivel în amplitudine și/sau spectrul semnalului determină ca circuitul receptor să aibă un comportament nedorit.

Transmisia sau recepția de energie electromagnetică nedorită nu este neapărat un lucru negativ, ci faptul că receptorul are în această situație un comportament nedorit constituie prezența unei interferențe [33]. Din acest motiv, modul în care receptorul interpretează și prelucrează energia electromagnetică recepționată va determina dacă apare sau nu o interferență electromagnetică. De multe ori identificarea celor trei componente poate să fie destul de dificilă, iar o decizie greșită în această etapă poate să determine aplicarea de metode neadecvate pentru rezolvarea problemelor de interferență. De exemplu imaginea afișată pe un radar dintr-un turn de control într-o zi aglomerată, poate să ridice probleme pentru un operator fără experiență. În cazul unui operator cu experiență, aceeași situație nu ar ridica probleme în interpretarea informației afișate și respectiv urmărirea corectă a fiecărei traiectorii de zbor.

În exemplul dat, în prima situație avem un caz de interferență, pe când în al doilea caz prezentat putem afirma că întreg sistemul funcționează corect. În sistemul anterior, receptorul este reprezentat de receptorul radar, dar la fel de bine poate să fie și operatorul. Exemplul anterior scoate în evidență cât este de important identificarea corectă a componentelor într-o analiză CEM (Figura 2.1), deși acest lucru nu va fi ușor de fiecare dată. O sursă generatoare de energie electromagnetică sau un receptor se pot clasifica în emițător/receptor dorit sau nedorit. Din cauza celor menționate anterior, se poate observa că o sursă sau un receptor se pot afla la un moment dat în ambele situații, [19]. Decizia că o sursă sau un receptor este dorit sau nedorit, depinde de calea de cuplare și de tipul sursei sau a receptorului. De exemplu, un emițător radio AM a cărui semnal este recepționat de un receptor radio, ce este setat pe purtătoarea emițătorului, este interpretat ca o sursă dorită de semnal electromagnetic. În același timp dacă același semnal este prelucrat de un receptor care nu este setat pe purtătoarea respectivă, atunci același emițător radio devine de această dată o sursă nedorită de semnal electromagnetic. O interpretare mai corectă la situația anterioară ar fi că emisia de la transmițătorul radio este dorită, dar canalul prin care s-a cuplat nu este dorit. În cazul de față nu am dori să suprimăm emisia emițătorului radio, dar sunt situații de emițătoare a căror emisii nu sunt utile. De exemplu, emisia electromagnetică în spectrul invizibil a unui neon.

Pe baza celor menționate anterior se pot distinge trei etape care pot fi aplicate pentru a preveni apariția interferențelor la un receptor [35]:

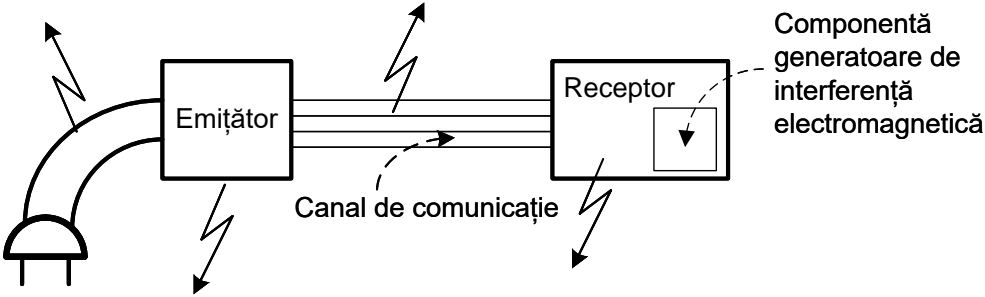
- suprimarea emisiilor la sursă: de exemplu creșterea timpilor de coborâre sau de creștere a semnalelor digitale, micșorând astfel domeniul de frecvențe

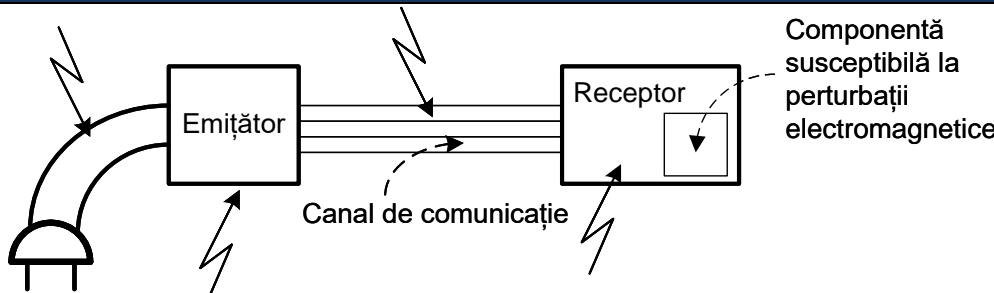
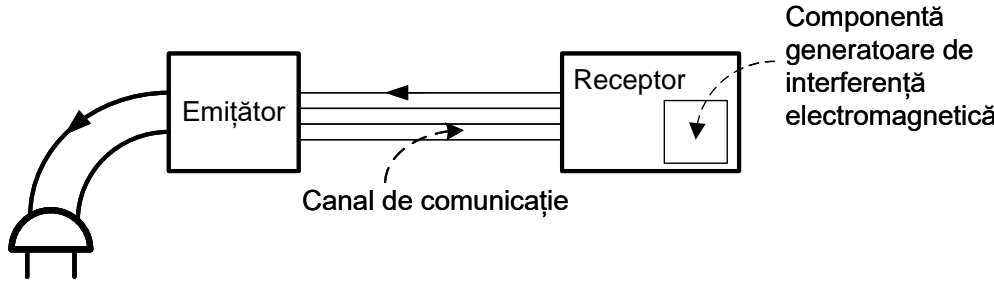
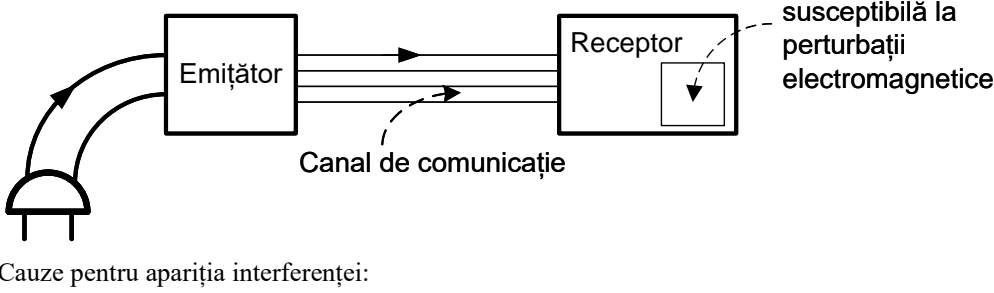
radiat, implicit scăzând amplitudinea semnalului cuplat pe canalul de transmisie;

- creșterea atenuării pe calea de transmisie/cuplare a perturbației: de exemplu acțiuni mecanice de modificare a formelor geometrice a conexiunilor sau de mărire a distanței dintre sursa perturbatoare și receptor;
- creșterea imunității receptorului la emisiile electromagnetice: de exemplu ecranarea receptorului dacă această tehnică permite în continuare transmiterea și recepționarea semnalului util. O altă metodă este aplicarea de coduri corectoare de erori sau a diferitelor tehnici de codare a informației, care să permită recepționarea semnalului electromagnetic util chiar în prezența perturbațiilor electromagnetice.

Energia electromagnetică care determină apariția perturbațiilor electromagnetice se clasifică în patru categorii după cum se poate observa în Tabel 2.2. După cum s-a menționat la începutul capitolului un echipament poate să fie privit din două perspective: perturbator sau susceptor. Acest lucru poate să fie observat în Tabel 2.2, când același echipament trebuie să fie analizat din punct de vedere a radiațiilor electromagnetice pe care le produce, dar și a susceptibilității la radiațiile electromagnetice conduse sau radiate.

Tabel 2.2 - Încadrarea echipamentelor în perturbator sau susceptor

Analiza perturbațiilor electromagnetice	Tipul perturbației electromagnetice
 <p>Cauze pentru apariția interferenței: Echipamentul analizat trebuie verificat dacă nu are radiații electromagnetice peste anumite nivele afectând funcționarea echipamentelor sau a sistemelor din jurul său. Deoarece un echipament poate să fie conectat la alte echipamente prin intermediul unui mănunchi de fire, este posibil ca radiația să se propage prin conductor, ca apoi să radieze din acesta sau din echipamentul interconectat.</p>	Emisii radiate

Analiza perturbațiilor electromagnetice		Tipul perturbației electromagnetice
 <p>Cauze pentru apariția interferenței: În funcție de modul de interconectare a echipamentului analizat, <i>radiațiile radiate</i> se pot cupla fie direct la echipament afectând funcționarea acestuia, sau prin intermediul interconectărilor, ca apoi prin conducție să ajungă la acesta.</p>	Componentă susceptibilă la perturbații electromagnetice	Susceptibilitate la emisii radiate
 <p>Cauze pentru apariția interferenței: Echipamentul este analizat dacă nu generează emisii electromagnetice care se propagă prin intermediul conexiunilor de date sau a celor de alimentare.</p>	Componentă generatoare de interferență electromagnetică	Emisii conduse
 <p>Cauze pentru apariția interferenței: De data aceasta semnalul electromagnetic perturbator poate să provină prin intermediul tensiunii de alimentare fie din echipamentele cu care este interconectat.</p>	Componentă susceptibilă la perturbații electromagnetice	Susceptibilitate la emisii conduse

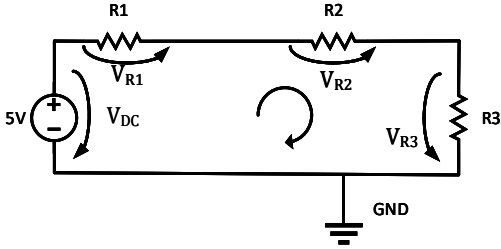
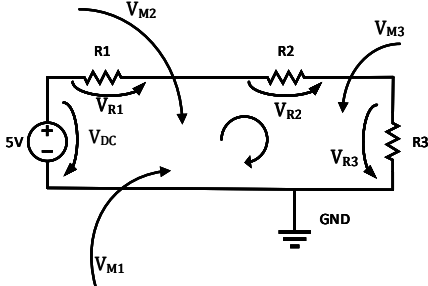
## 2.2. Modelarea interferențelor electromagnetice

Descrierea propagării undelor electromagnetice, se face în funcție de ecuațiile lui Maxwell. Totuși aceste ecuații care stau la baza teoriei câmpului electromagnetic sunt destul de complexe și dificil de folosit în unele situații, ele fiind mai mult folosite în implementarea simulatoarelor de câmp electromagnetic [19].

În majoritatea cazurilor este necesar ca printr-o metodă rapidă să se poată aproxima modul în care unda electromagnetică s-ar putea cupla în circuitul susceptor și cât ar fi nivelul perturbației la un moment dat. Ar fi utilă o metodă asemănătoare modului în care legile lui Kirchhoff descriu valorile tensiunilor pe componentele dintr-un ochi de circuit, respectiv curenții dintr-un nod.

Prin extinderea teoremelor lui Kirchhoff și descrierea cuplajului câmpului electromagnetic prin componente de circuit concentrate, interferențele electromagnetice pot fi analizate (aproximate) mult mai ușor. Teorema lui Kirchhoff pentru tensiuni pe un ochi de circuit (suma tensiunilor pe un contur închis este nulă, valabilă în curent continuu) se transformă în domeniul frecvențelor nenule: suma căderilor de tensiune pe un contur închis este egală cu tensiunea indusă, aceasta din urmă fiind rezultatul variației fluxului magnetic ce străbate conturul, Tabel 2.3.

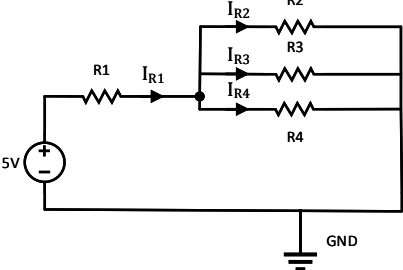
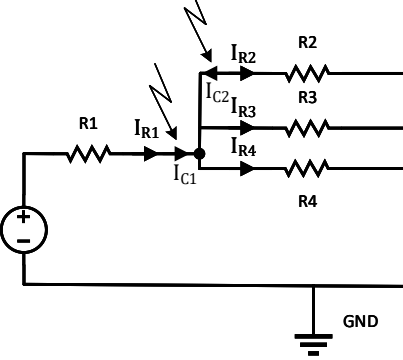
Tabel 2.3 - Exemplificarea legii tensiunilor pe un ochi de circuit

Scenariu modelat	Model circuit	Teorema lui Kirchhoff pentru tensiuni
Circuitul neafectat de radiație electromagnetică		$V_{R1} + V_{R2} + V_{R3} - V_{DC} = 0V$
Circuitul afectat de radiație electromagnetică		$V_{R1} + V_{R2} + V_{R3} - V_{DC} = V_{M1} + V_{M2} + V_{M3}$

La fel și enunțul celei de a doua teoreme a lui Kirchhoff pentru curenții dintr-un nod de circuit (suma curenților dintr-un nod de circuit este nulă, valabilă în curent continuu), se modifică în domeniul frecvențelor nenule: suma curenților care converg într-un nod de circuit este egală cu suma curenților induși în nod, curenții induși rezultând din variația câmpului electric cuplat pe traseele care formează nodul analizat, Tabel 2.4.

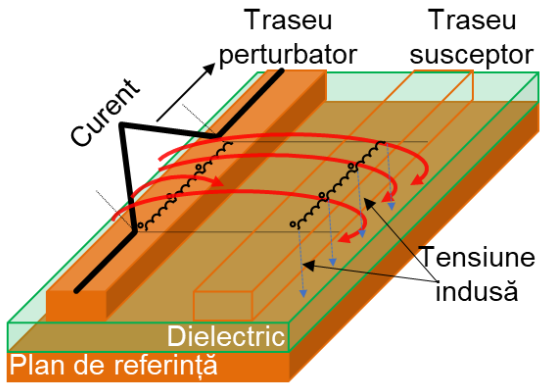


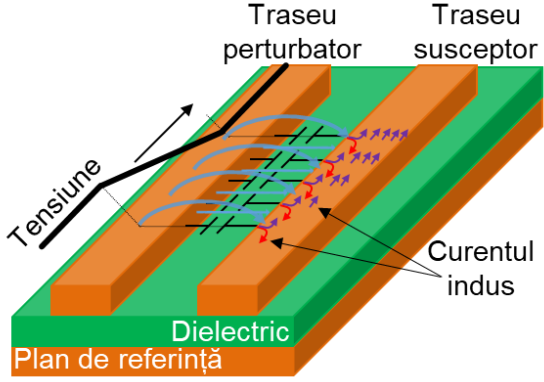
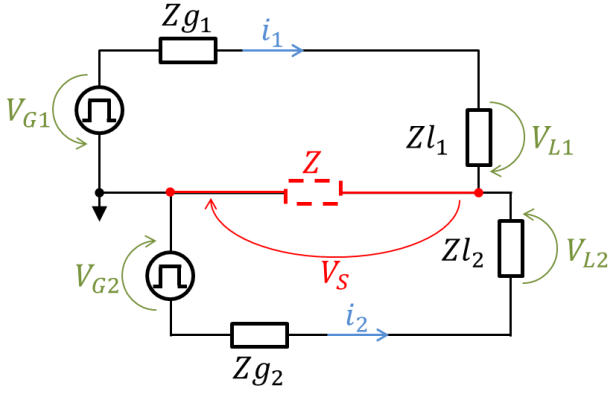
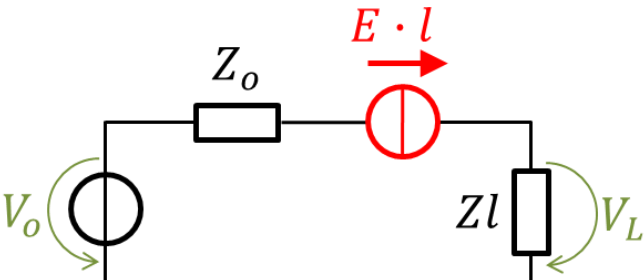
Tabel 2.4 - Exemplificarea legii curenților pe un nod de circuit

Scenariu modelat	Model circuit	Teorema lui Kirchhoff pentru curenți
Teorema lui Kirchhoff pentru curenții dintr-un nod de circuit – pentru circuitul neafectat de perturbație electromagnetică.		$I_{R1} - I_{R2} - I_{R3} - I_{R4} = 0A$
Teorema lui Kirchhoff pentru curenții dintr-un nod de circuit – pentru circuitul afectat de perturbație electromagnetică.		$I_{R1} - I_{R2} - I_{R3} - I_{R4} = -I_{C1} - I_{C2}$

Pornind de la observațiile de mai sus, în Tabel 2.5 sunt prezentate modele prin care se pot surprinde fenomenele de interferență dintre mediu și circuitul electric descris prin formalism de tip Kirchhoff.

Tabel 2.5 - Exemplificarea legii curenților pe un nod de circuit

Tipul Perturbației	Sursa perturbației	Modelarea perturbației
Perturbație prin cuplaj inductiv	Variația fluxului magnetic $\left(\frac{d\Phi}{dt}\right)$	<p>Curentul perturbator induce tensiune perturbatoare în traseul victimă prin intermediul inductanței mutuale care caracterizează tăria cuplajului:</p> 

Tipul Perturbației	Sursa perturbației	Modelarea perturbației
Perturbație prin cuplaj capacitiv	Variația sarcinii electrice $\left(\frac{dQ}{dt}\right)$	<p>Tensiunea perturbatoare este cuplată pe traseul victimă prin intermediul capacității mutuale care descrie cuplajul:</p> 
Perturbație prin cuplaj galvanic	Impedanța parazită care caracterizează legăturile în domeniul frecvențelor nenule: $\frac{V_k}{Z_k}$	<p>Tensiunea perturbatoare este modelată prin introducerea impedanței perturbatoare care caracterizează conexiunea în domeniul frecvențelor nenule:</p> 
Perturbație prin radiație electromagnetică captată	Curentul indus în circuit datorită perturbațiilor radio: $E \cdot l$	<p>Datorită câmpului electromagnetic variabil, într-un circuit izolat se induc curenți perturbatori:</p> 

Analiza interferențelor electromagnetice poate fi realizată folosind elemente de circuit concentrate și legile extinse a lui Kirchoff doar dacă dimensiunile fizice ale circuitului analizat sunt mult mai mici decât dimensiunile electrice [33]. Un circuit va

putea fi considerat mic din punct de vedere electric, dacă cea mai mare dimensiune a sa va fi de zece ori mai mică decât lungimea de undă a celei mai mari frecvențe de semnal care va străbate circuitul analizat.

Condițiile impuse mai sus rezultă din distribuția în spațiu a liniilor de câmp electric și magnetic care alcătuiesc câmpul electromagnetic. Prin urmare structurile de tip capacitate și inductanță ce sunt folosite în a descrie cuplajul câmpului electromagnetic nu pot fi reprezentate ca o structură concentrată, deoarece în acest mod s-ar ignora distribuția spațială a acestuia, [33]. Să luăm ca și exemplu un circuit format dintr-un rezistor, la capetele căruia se aplică un semnal, Figura 2.2. Descrierea rezistorului printr-o rezistență, o componentă concentrată determină în fapt ignorarea lungimii terminalelor prin care rezistorul este conectat.

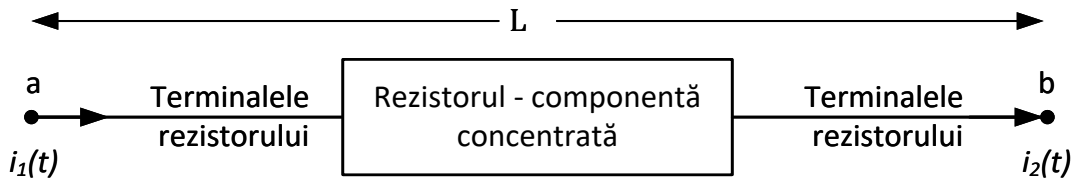


Figura 2.2 - Analiza propagării semnalelor printr-un rezistor de lungime  $L$

Prin presupunerea de mai sus, se ignoră modul în care semnalul se propagă de la un terminal al rezistorului la celălalt capăt, acest lucru implică o propagare instantanee a semnalului dintr-un capăt în celălalt al rezistorului. Totuși această presupunere nu este adevărată, deoarece rezistorul are o lungime fizică ( $L$ ) dată de dimensiunea corpului său și lungimea terminalelor. Semnalul electric care este injectat se propagă, Figura 2.3, cu o anumită viteză ( $v$ ) prin structura din Figura 2.2, rezultând în final un timp de propagare ( $T_D$ ):

$$T_D = \frac{L}{v} [s] \quad (2.1)$$

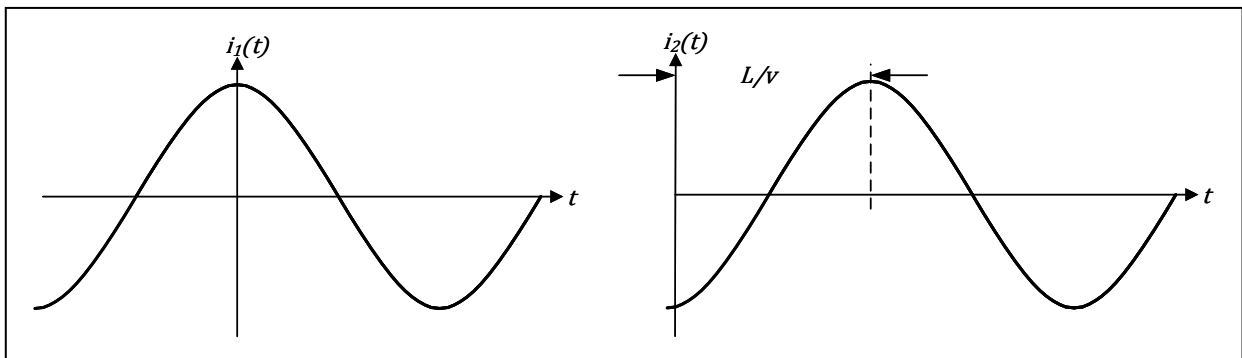


Figura 2.3 - Propagarea semnalelor prin rezistorul din Figura 2.2

În cazul în care unda electromagnetică se propagă prin aer, viteza de propagare este egală cu viteza luminii  $c \cong 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ .

Conform ecuației (2.1) rezultă că semnalul aplicat la un capăt al rezistorului va apărea la ieșirea acestuia după un timp de întârziere sau propagare. Prin urmare se constată că o formă de undă electromagnetică în propagarea sa poate să fie descrisă ca o funcție de timp dar și ca poziție în spațiu [33]:

$$i(z, t) = I \cdot \cos(\omega t - \beta z) \quad (2.2)$$

, unde  $\beta$  este constanta de fază în radiani per metru ( $\text{rad/m}$ ) și  $\omega = 2\pi f$  ( $f$  este frecvența semnalului în  $\text{Hz}$ ). Pe baza ecuației de mai sus în Figura 2.4 este reprezentat curentul sinusoidal și unda asociată ca și funcție de deplasare ( $z$ ) la diferite momente de timp.

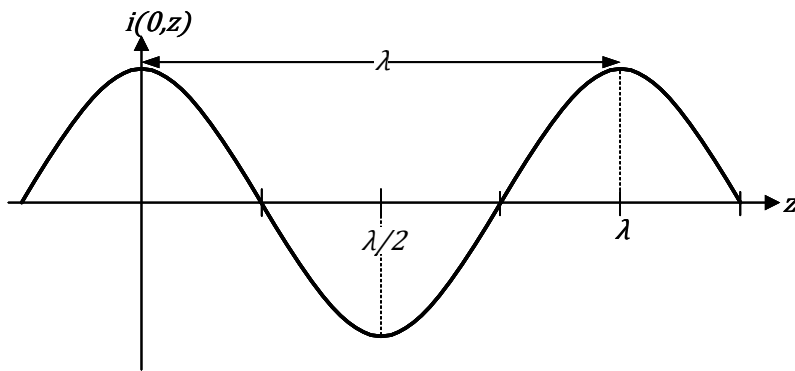


Figura 2.4 - Propagarea unei unde electromagnetice în funcție de distanță și lungimea de undă

Pe măsură ce unda electromagnetică se propagă de la capătul de intrare al rezistorului spre cel de ieșire, semnalul suferă o schimbare de fază, dată de următoarea ecuație:

$$\Phi = \beta \cdot L \text{ [radians]} \quad (2.3)$$

, unde  $L$  este lungimea totală a rezistorului.

Schimbarea de fază suferită este dependentă de lungimea de undă a semnalului,  $\lambda$  - distanța pe care unda trebuie să o străbată pentru a își schimba faza cu  $2\pi$  radiani, echivalentul la  $360^\circ$ . Din cele menționate anterior rezultă următoarea relație între lungimea de undă și defazajul semnalului:

$$\beta\lambda = 2\pi \text{ [radians]} \quad (2.4)$$

Ecuația (2.2) poate să fie rescrisă după cum urmează:

$$i(z, t) = I \cdot \cos\left(\omega t - 2\pi \frac{z}{\lambda}\right) \quad (2.5)$$

Din ecuația (2.5) se poate deduce că nu distanța ( $z$ ) este parametrul care definește propagarea undei electromagnetice, o importanță mult mai mare o are raportul dintre distanță și lungimea de undă a semnalului transmis ( $z/\lambda$ ). Pentru a putea analiza propagarea undei sinusoidale ca și funcție de timp și deplasare, cel mai ușor ar fi să se aleagă un anumit punct de pe undă și să se urmărească evoluția acestuia, Figura 2.5. În cazul unei unde sinusoidale, acest lucru se rezumă la păstrarea argumentului constant:

$$\omega t - \beta z = \text{constant} \quad (2.6)$$

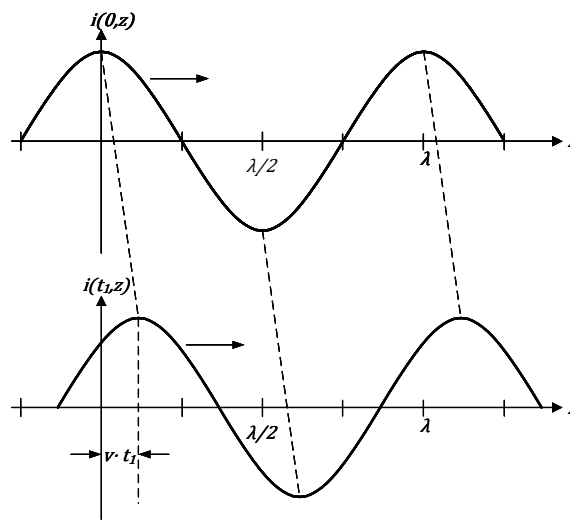


Figura 2.5 - Propagarea curentului prin rezistor pe măsură ce timpul se scurge

Prin impunerea condiției din ecuația (2.6), pe măsură ce o undă sinusoidală se propagă, iar timpul se scurge, în același moment și distanța trebuie să crească pentru a menține argumentul constant pe durata analizei. Realizând diferența între două momente de analiză, se poate determina viteza de deplasare a undei:

$$v = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \text{ [m/s]} \quad (2.7)$$

Din ecuația (2.7) rezultă dependența lungimii de undă de viteza de propagare și de frecvența semnalului:

$$\lambda = \frac{v}{f} \text{ [m]} \quad (2.8)$$

Pe baza ecuațiilor (2.7) și (2.8), ecuația (2.2) poate fi rescrisă după cum urmează:

$$i(z, t) = I \cdot \cos(\omega t - \beta z) = I \cdot \cos\left(\omega\left(t - \frac{\beta}{\omega} z\right)\right) = I \cdot \cos\left(\omega\left(t - \frac{z}{v}\right)\right) \quad (2.9)$$

În concluzie, defazajul unei unde este echivalent cu timpul de deplasare, ce este dat de raportul  $z/v$ . Prin urmare pe măsură ce curentul se deplasează prin rezistorul de lungime  $L = \lambda$ , acesta suferă un defazaj de  $\phi = \beta\lambda = 2\pi$  radiani sau  $360^\circ$ . În cazul unei astfel de conexiuni, curentul care intră este în fază cu cel care iese din rezistor, dar în timpul propagării unda a suferit un defazaj de  $360^\circ$ .

### 2.3. Norme impuse sistemelor electronice privind compatibilitatea electromagnetică

Pentru ca un produs electronic să poată fi vândut și pus în funcțiune, trebuie să îndeplinească toate restricțiile legate de compatibilitatea electrică impuse de clasa de funcționare. Neîndeplinirea acestor restricții vor impune modificări electrice, mecanice sau chiar de software, dacă este prezent și un microcontroler în echipamentul electric. Orice sistem electric trebuie să îndeplinească două categorii de norme privind compatibilitatea electromagnetică [30, 36]:

- norme impuse de agenții naționale;
- norme impuse de producătorul sistemului electric.

Normele de compatibilitate electromagnetică, impuse de către agențiile naționale sau alte organizații, au scopul să limiteze poluarea mediului înconjurător cu unde electromagnetice de către dispozitivele electrice. Respectarea acestor norme, nu garantează că produsul final nu va produce interferențe electromagnetice cu alte echipamente, dar nerespectarea lor nu va permite eliberarea autorizației de comercializare a echipamentului în țara respectivă [34].

Producătorii unui sistem electronic, pot impune condiții suplimentare din punct de vedere al compatibilității electromagnetice pentru a îmbunătății performanțele de utilizare a produsului final. De exemplu impunerea unor condiții mai stricte privind descărcare electrostatică, va scădea riscul de defectare a echipamentului în timpul utilizării.

Fiecare țară are o organizație care se ocupă de stabilirea domeniului de frecvențe și a nivelului de perturbații admis pe care un echipament îl poate genera într-o bandă de

frecvențe. De exemplu în cazul Statelor Unite, organizația responsabilă de reglementarea acestui aspect este Federal Communications Commission (FCC). Conform FCC-ului domeniul de frecvențe radio este cuprins între  $9\text{ kHz} - 3000\text{ GHz}$ . Prin urmare orice echipament care prezintă emisii radiate, conduse în acest spectru trebuie să se supună condițiilor de funcționare privind domeniul de benzi radio licențiate. De exemplu un motor de curent continuu este considerat generator de frecvențe radio prin intermediul arcului electric generat între periile din motor. Arcul electric generat, are spectrul de frecvențe format din componente ce se întind pe un domeniu larg și care se regăsesc în domeniul radio delimitat de către FCC. Scopul reglementării menționate anterior, a fost pentru a limita posibilele interferențe asupra comunicațiilor cu și fără fir datorate echipamentelor digitale. FCC clasifică un echipament ca fiind digital (calculator personal, imprimante, calculatoare, modem-uri etc.) dacă conține circuite digitale și folosește un semnal de ceas mai mare de  $9\text{ kHz}$ .

Echipamentele digitale se pot încadra în echipament de Clasa A sau Clasa B [33]. Echipamentele de Clasa A sunt dedicate folosirii în medii comerciale, industriale sau în cadrul firmelor. Echipamentele de Clasa B sunt dedicate utilizării în mediul casnic. Condițiile impuse echipamentelor de tip Clasa B sunt mult mai stricte decât celor din Clasa A. În cazul mediului casnic, echipamentele se regăsesc într-un număr mult mai mare, iar distanța dintre acestea este mult mai mică, astfel încât riscul apariției unei interferențe electromagnetice este mult mai mare. Pentru Comunitatea Europeană, echipamentele electrice trebuie să respecte condițiile de operare impuse de CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques), care este o ramură a Organizației Internaționale pentru Electrotehnică (IEC – International Electrotechnical Commission).

La fel ca și în cazul standardului american și în Europa, echipamentele digitale se împart în două clase: Clasa A (mediul comercial) și Clasa B (mediul casnic). Aceasta este singura asemănare dintre standarde, deoarece CISPR specifică că măsurătorile privind radiațiile emise să se facă la  $10\text{ m}$  indiferent de tipul de clasă pentru care producătorul aplică. Pe când FCC distinge între cele două clase nu doar prin valoarea nivelelor, dar și prin distanța la care se fac măsurătorile:  $10\text{ m}$  pentru echipamentele ce aplică pentru certificare Clasa A și respectiv  $3\text{ m}$  pentru echipamentele ce doresc a fi certificate în clasa B. Ambele organizații impun condiții privind nivelul de emisii electromagnetice acceptat în funcție de domenii de frecvențe. Aceste condiții se aplică atât asupra radiațiilor emise cât și a celor conduse.

## 2.4. Nivele impuse radiațiilor conduse

Radiațiile conduse în cazul unui echipament digital apar prin intermediul curenților care sunt absorbiți de echipament prin intermediul cablului de alimentare și a sursei de curent alternativ (AC). Odată ce curenții de alimentare sunt generați în rețeaua electrică de alimentare, radiațiile conduse se transformă în radiații emise, deoarece firele de alimentare formează împreună o antenă mult mai mare care facilitează propagarea perturbațiilor radiate. Domeniul de frecvențe pentru radiații conduse este între  $150\text{ kHz}$  până la  $30\text{ MHz}$ . Măsurarea radiațiilor conduse se face prin intermediul unui rețele stabilizatoare de impedanță (Line Impedance Stabilization Network - LISN) ce este plasată pe cablul de alimentare, Figura 2.6 [37, 38]. Deși în mod normal se urmărește reducerea curentului perturbator (mărirea timpului în care se face saltul, respectiv micșorarea variației în amplitudine), limitele radiațiilor conduse sunt menționate în volți, deoarece prin inserarea LISN-ului se măsoară un nivel de tensiune care este proporțional cu curentul perturbator [33].

După cum se poate observa în Figura 2.6 este necesar să se facă două măsurători (pe legătura la fază, dar și la neutru) pentru a se determina dacă un echipament are un nivel scăzut de perturbații conduse. LISN are două scopuri în timpul măsurătorilor ce se efectuează pentru a determina nivelul perturbațiilor conduse ale unui dispozitiv electric alimentat de la rețeaua națională de electricitate [33, 37]:

- LISN are scopul de a preveni suprapunerea zgomotului din rețeaua de alimentare, în timpul măsurătorilor, evitând astfel să fie influențate nivelele determinate. LISN este necesar pentru măsurarea perturbațiilor conduse asemenea cum o incintă anecoidală (ecranată) este pentru perturbațiile radiate;
- prin intermediul rețelei de stabilizare a impedanței se asigură că echipamentul de testare să vadă aceeași impedanță între perechile de fire (fază, pământare) și (neutru, pământare) indiferent de frecvență și de locul în care se face măsurătoarea. LISN asigură că se vor citi aceleași nivele de tensiune corespunzătoare perturbațiilor conduse indiferent de impedanța care se vede dinspre rețeaua de alimentare în funcție de locul de testare.



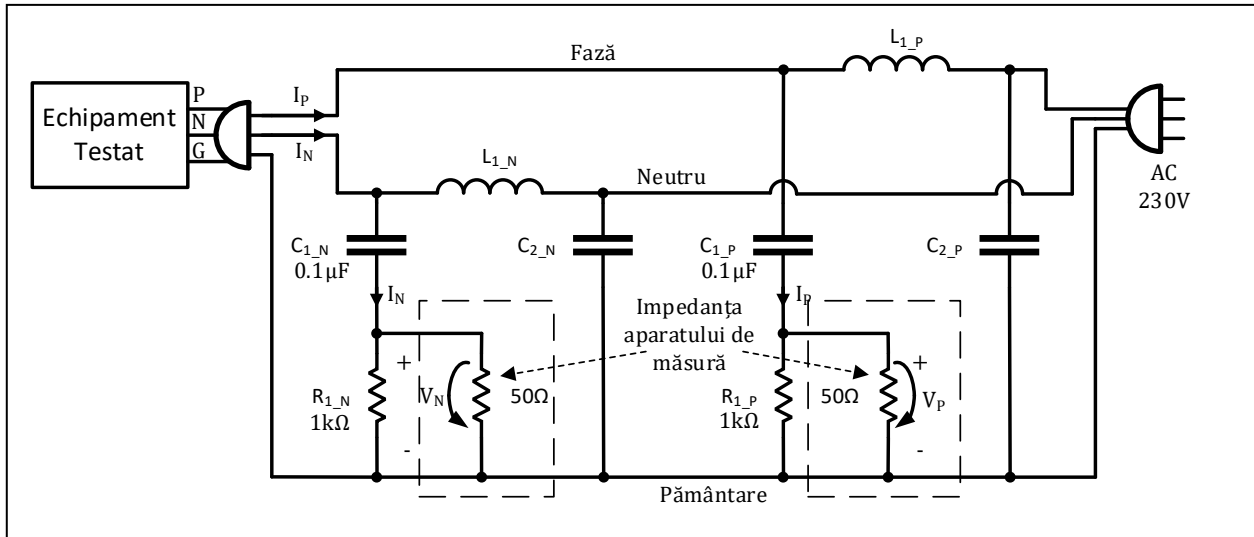


Figura 2.6 - Rețeaua stabilizatoare de impedanță (LISN) folosită pentru măsurarea perturbațiilor conduse

Zgomotul dinspre/spre rețeaua de alimentare (sursa de alimentare) este filtrat prin intermediul bobinelor  $L_1$  și a condensatoarelor  $C_2$  plasate pe fază și neutru:  $L_1$  blochează zgomotul (întă impedanță), pe când  $C_2$  îl reflectă (scurt circuit). În domeniul de frecvențe la care se realizează măsurarea perturbațiilor conduse (150 kHz – 30 MHz) bobina  $L_1$  (50  $\mu$ H) prezintă o impedanță în domeniul [47  $\Omega$  ... 9425  $\Omega$ ], iar condensatorul  $C_2$  (1  $\mu$ F) în domeniul [0.005  $\Omega$  ... 1.06  $\Omega$ ].

Dacă bobina  $L_1$  și condensatorul  $C_2$  împiedică măsurarea zgomotului dinspre rețeaua de alimentare de către echipamentele de certificare, rezistența de 50  $\Omega$  garantează că se vede aceeași impedanță între firul de fază și pământare, dar și între neutru și pământare. Impedanța de 50  $\Omega$  va fi vizibilă indiferent de locul unde se fac măsurătorile și în domeniul de frecvențe în care se face certificarea. Deoarece atât firul de fază cât și firul de neutru văd în mod ideal aceeași impedanță, față de pământare, curenții datorati perturbațiilor conduse pot fi determinați pe bază nivelelor de tensiune măsurate după cum urmează:

$$I_P = \frac{V_P}{50 \Omega} [A] \quad (2.10)$$

$$I_N = \frac{V_N}{50 \Omega} [A] \quad (2.11)$$

Fiecare nivel de tensiune trebuie măsurat în domeniul de frecvențe 150 kHz – 30 MHz, Tabel 2.6 și Tabel 2.7, iar nivelele de radiații conduse nu au voie să depășească pragurile impuse de FCC sau CISPR [33, 37, 39], Figura 2.7.

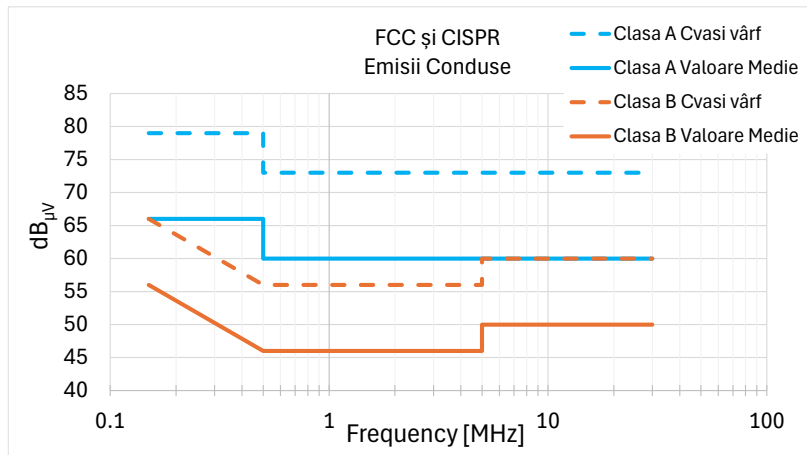


Figura 2.7 - Limitele impuse echipamentelor din clasă A și clasă B pentru perturbații conduse (FCC și CISPR)

Tabel 2.6 - Limitele impuse echipamentelor din clasă B pentru perturbații conduse (FCC și CISPR), CV - cvasi vârf, VM - valoare medie

Frecvență (MHz)	dB $\mu$ V CV (VM)
0.15	66 (56)
0.5	56 (46)
0.5 – 5	56 (46)
5 – 30	60 (50)

Tabel 2.7 - Limitele impuse echipamentelor din clasă A pentru perturbații conduse (FCC și CISPR), CV - cvasi vârf, VM - valoare medie

Frecvență (MHz)	dB $\mu$ V CV (VM)
0.15 – 0.5	79 (66)
0.5 – 30	73 (60)

## 2.5. Nivele impuse perturbațiilor radiate

Perturbațiile radiate încep să fie luate în considerare de la 30 MHz și se întind până la 40 GHz, nivelele admise fiind specificate în dB $\mu$ V/m. Nivelul perturbațiilor radiate se determină fie în câmp deschis, fie într-o încăpăre semi-anecoidală.

Măsurarea intensității câmpului radiat se realizează cu ajutorul unei antene referențiate la planul de masă al încăperii. Antena va fi orientată în plan orizontal, dar și vertical pentru a determina corect polarizarea câmpului electromagnetic [33], Figura 2.8.

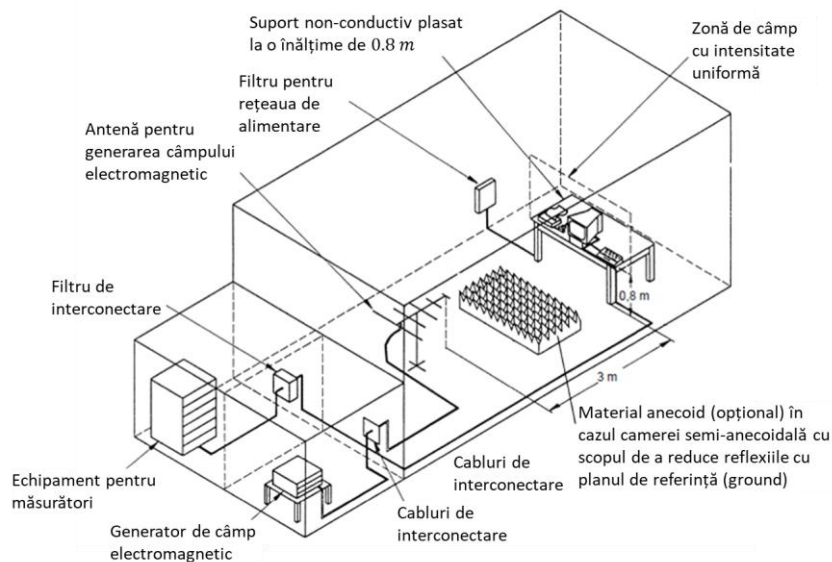


Figura 2.8 - Exemplificarea structurii unei camere semi-anecoială

În Tabel 2.8 și Tabel 2.9 se pot observa nivelul maxim acceptat pentru perturbații radiate, în funcție de cele două organizații de reglementare a emisiilor electromagnetice în funcție de clasa echipamentului (Clasă A sau Clasă B) [33, 40], Figura 2.9 și Figura 2.10.

Tabel 2.8 - Limita pentru perturbații emise pentru echipamente din clasa B

Frecvență (MHz)	FCC – măsurat la 3 m (cvasi vârf) $[dB_{\mu V/m}]$	CISPR 22 – măsurat la 10 m (cvasi vârf) $[dB_{\mu V/m}]$
30 – 88	40	30
88 – 216	43.5	30
216 – 230	46	30
230 – 960	46	37
960 – 1000	54	37
> 1000	54 (VM)	-
	74 (CV)	-

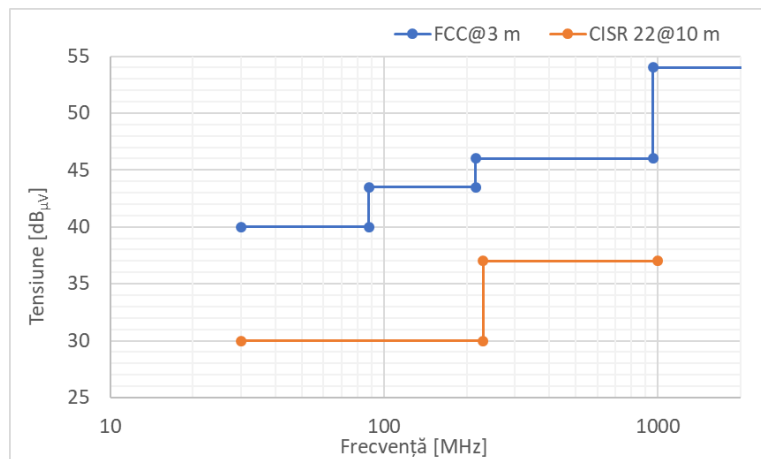


Figura 2.9 - Limita pentru perturbații emise pentru echipamente din clasa B

Tabel 2.9 - Limita pentru perturbații emise pentru echipamente din clasa A

Frecvență (MHz)	FCC – măsurat la 10 m (cvasi vârf) [ $dB_{\mu V/m}$ ]	CISPR 22 – măsurat la 10 m (cvasi vârf) [ $dB_{\mu V/m}$ ]
30 – 88	39	40
88 – 216	43.5	40
216 – 230	46.4	40
230 – 960	46.4	47
960 – 1000	49.5	47
> 1000	49.5 (VM)	-
	69.5 (CV)	-

În cazul acestui tip de perturbație, frecvența de lucru al echipamentului determină frecvența maximă din spectru până la care se vor face măsurătorile pentru certificare. De exemplu în cazul unui sistem de calcul bazat pe un procesor ce funcționează la frecvența maximă de ceas de 3 GHz, se impune ca măsurătorile să se facă până la o frecvență de 15 GHz, Tabel 2.10.

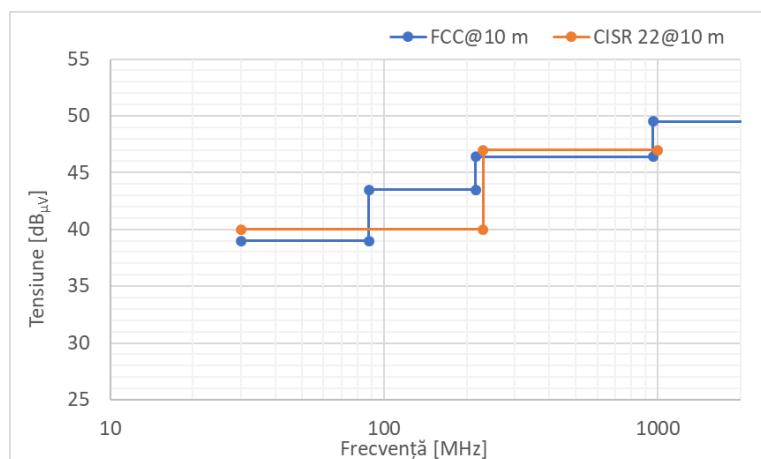


Figura 2.10 - Limita pentru perturbații emise pentru echipamente din clasa A

Tabel 2.10 - Frecvența maximă până la care va fi testat un echipament în funcție de frecvența de lucru

Frecvența de lucru a echipamentului (cea mai mare frecvență la care lucrează echipamentul) [MHz]	Frecvența până la care se vor măsura radiațiile emise de către echipamentul aflat în test [MHz]
< 1.705	30
1.705 – 108	1000
108 – 500	2000
500 – 1000	5000
> 10000	Se vor face teste până la armonica a cincea din spectru sau până la 40 GHz, în funcție de care condiție este îndeplinită prima

Pe lângă nivelele impuse perturbațiilor electromagnetice și a distanței la care sunt definite, o altă deosebire între standardul European și cel American este dată și de testarea susceptibilității (imunității) echipamentelor comerciale la emisii radiate și conduse provenite de la alte surse. FCC nu a impus astfel de condiții, deoarece scopul principal al regulilor impuse a fost să asigure buna desfășurare a comunicațiilor prin fir și unde radio.

Testele suplimentare prevăzute de CIRPS, se efectuează prin expunerea dispozitivului testat la perturbații electromagnetice asemănătoare cu cele din mediul în care va funcționa, urmărindu-se ca funcționarea acestuia să nu fie afectată. Picarea acestor teste, scot în evidență un design greșit sau o problemă de calitate a dispozitivului. Tipul perturbațiilor sunt cât mai variate urmărind să acopere cât mai mult din situațiile ce pot să apară pe durata de viață a unui echipament:

- descărcări electrostatice (ESD);
- imunitate la radiații electromagnetice provenite de la o sursă externă;
- imunitate la câmp electric tranzient sau impulsuri;
- imunitate la scurtcircuit;
- imunitate la câmpurile electrice centrare pe frecvența de alimentare;
- imunitate la impulsuri magnetice;
- imunitate la fluctuații ale tensiunii de alimentare;
- imunitate la perturbații conduse;
- imunitate la perturbații de mod comun în domeniul de frecvențe 0 Hz până la 150 kHz.

În ceea ce privește echipamentele din domeniul militar, condițiile impuse interferențelor electromagnetice emise de un echipament sunt mai stricte decât cele impuse de standardul FCC sau CISPR, Figura 2.11. Condițiile mai aspre se justifică prin faptul, că în domeniul militar reușita unei misiuni poate să depindă de performanțele dispozitivelor folosite. De asemenea este foarte importantă și susceptibilitatea dispozitivelor electrice la alte surse electromagnetice, ca de exemplu echipamente radar de putere mare. Pe lângă diferența între nivelele de intensitate ale câmpului electric precum și domeniul de frecvență în care se fac testele, o altă deosebire importantă între

standarde este faptul că pentru un echipament se pot renunța sau adaugă condiții suplimentare de validare în testele EMC [33]. Prin urmare ofițerul militar responsabil de proiect are dreptul să modifice standardul după care se face testarea dispozitivului în cauză.

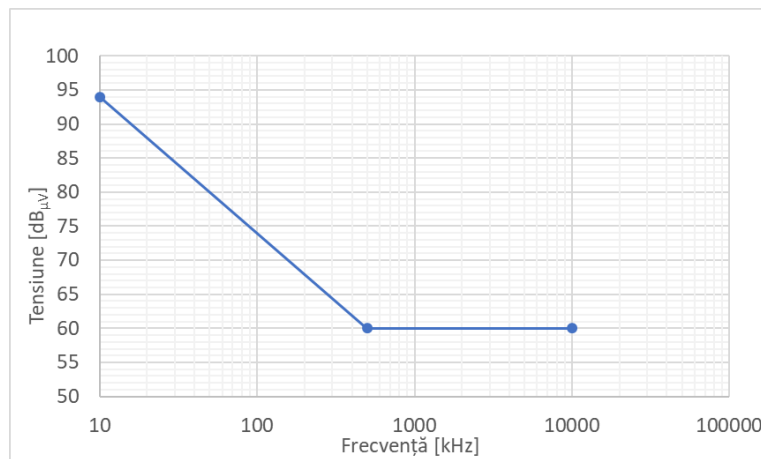


Figura 2.11 - Nivele impuse radiațiilor conduse în cazul echipamentelor militare (MIL-STD-461E CE102)

În ceea ce privește radiațiile emise pentru echipamentele militare, acestea se vor măsura la o distanță de 1 m. Această distanță este mult mai mică decât este specificat de FCC sau CIRPS, indiferent de tipul de clasă din care face parte echipamentul. Nivelul radiațiilor emise în cadrul echipamentelor militare sunt defalcate în funcție de domeniul de aplicație (terestru sau aerian) și mobilitate (fix sau mobil), Figura 2.12 și Figura 2.13.

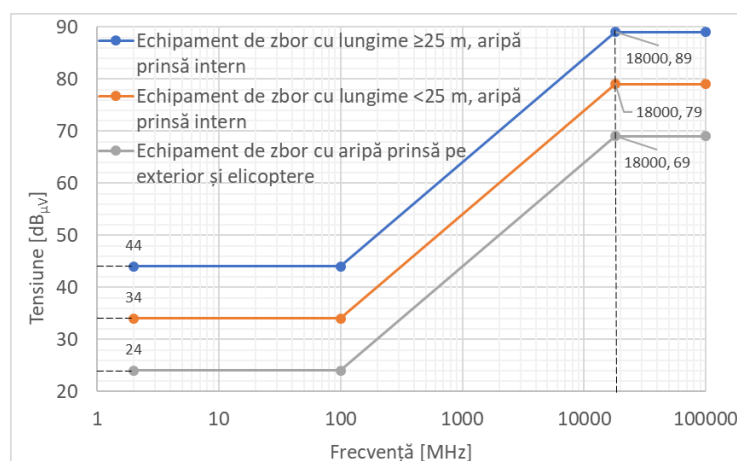


Figura 2.12 - Nivelul impus radiațiilor emise de către echipamentele de zbor militar (MIL-STD-461E RE102) - măsurate la 1 m

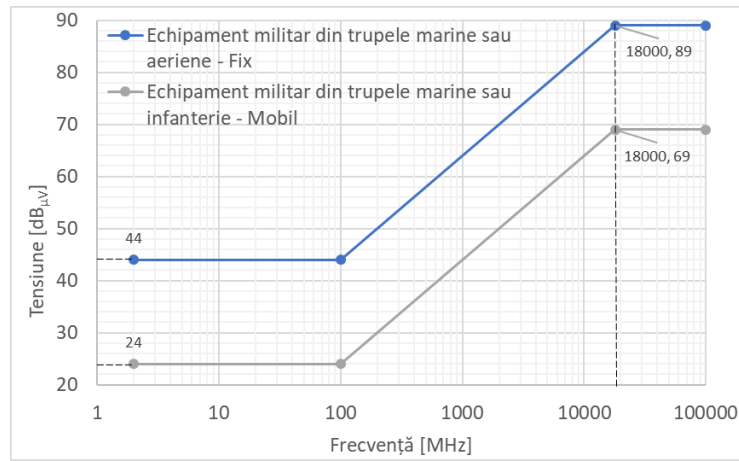


Figura 2.13 - Nivelul impus radiațiilor emise de către echipamentele militare terestre (fixe sau mobile) (MIL-STD-461E RE102) - măsurate la 1 m

## Capitolul 3: CIRCUITELE ELECTRICE DE PE CABLAJE IMPRIMATE SURSE DE PERTURBAȚII ELECTROMAGNETICE

Antenele sunt unul dintre cele mai importante subiecte când vine vorba de compatibilitate electromagnetică. Pentru ca undele electromagnetice să poată să se propage prin mediul înconjurător, trebuie să treacă printr-o antenă. În cazul undelor electromagnetice dorite (unde radar, unde radio etc.) se folosesc antene create pentru a facilita propagarea undelor [34]. Tot prin intermediul antenelor se pot măsura nivelul radiațiilor electromagnetice emise de către echipamentele electrice în timpul certificărilor EMC [33]. Radiațiile electromagnetice nedorite ajung să perturbe mediul înconjurător prin intermediul antenelor echivalente care apar în dispozitivul electric. În următoarele paragrafe se va analiza modul în care antenele ajută la propagarea undelor electromagnetice. Înțelegând mecanismele prin care antenele generează unde electromagnetice, vom putea interveni în acele echipamente electrice pentru care dorim să atenuăm nivelul perturbațiilor radiate sau cuplate.

Antenele dipol sunt cele mai elementare antene [30]. Având informații despre modul în care este distribuit curentul prin suprafața antenei, se pot determina câmpul electric și magnetic radiat prin integrarea curentului distribuit prin suprafața antenei [34]. Deși operația nu pare foarte complicată, totuși când vine vorba de abordări practice, putem să observăm două probleme:

- este necesar să cunoaștem distribuția curentului prin structura antenei;
- calculul distribuției curentului nu este o operație ușoară.

### 3.1. Antenă de tip dipol electric (Hertzian)

Antena de tip dipol Hertzian este formată dintr-un element scurt, de lungime  $dl$  prin care trece un curent  $I$  de pulsație  $\omega$ . Deoarece antena este formată dintr-un element cu un



ordin de mărime mult mai mic decât lungimea de undă ( $\lambda$ ) a semnalului ( $dl \ll \lambda$ ), curentul are aceeași valoare pe toată suprafața antenei, prezentând astfel o distribuție uniformă [19].

Intensitatea undelor electromagnetice radiate de antena de tip dipol electric este analizată la distanța  $r$  față de sursă, Figura 3.1. Pentru a determina spectrul radiant al antenelor se folosește un sistem sferic de coordonate. Cu cât distanța față de elementul radiant este mai mare, cu atât mai mult radiațiile antenei seamănă cu o sferă. Intensitatea câmpului electric radiat într-un punct este caracterizat de distanța  $r$ , de unghiul ( $\theta$ ) format dintre direcția radială și axa  $z$ , și respectiv de unghiul ( $\phi$ ) format de proiecția punctului în planul  $xy$  și axa  $x$ .

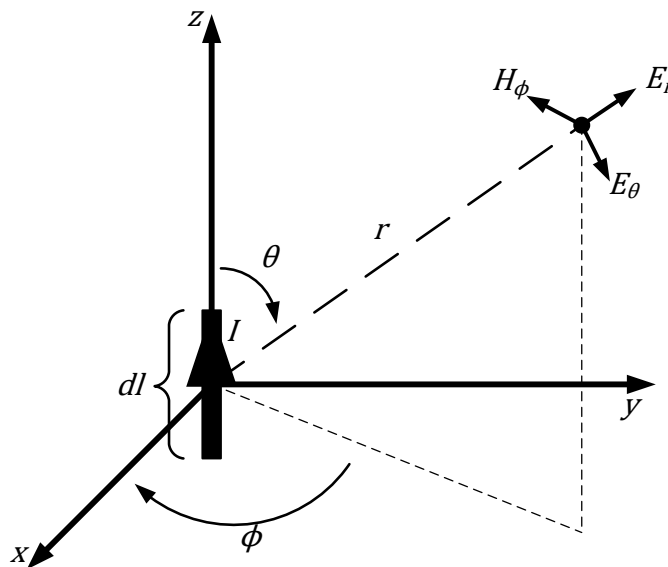


Figura 3.1 - Antena de tip dipol electric (Hertz)

Componentele de câmp magnetic care caracterizează emisia unei antene de tip dipol electric (Hertz) sunt descrise în următoarele ecuații:

$$H_r = 0 \text{ [A/m]} \quad (3.1)$$

$$H_\theta = 0 \text{ [A/m]} \quad (3.2)$$

$$H_\phi = \frac{I \cdot dl}{4\pi} \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot \sin \theta \cdot \left[ j \frac{\lambda}{2\pi r} + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \right] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} \text{ [A/m]} \quad (3.3)$$

În ceea ce privește componentele de câmp electric pentru antena de tip dipol electric, acestea sunt descrise prin următoarele ecuații, [19]:

$$E_r = 2 \frac{I \cdot dl}{4\pi} \cdot Z_0 \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot \cos \theta \cdot \left[ \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 - j \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \right] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} [V/m] \quad (3.4)$$

$$E_\theta = \frac{I \cdot dl}{4\pi} \cdot Z_0 \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot \sin \theta \cdot \left[ j \frac{\lambda}{2\pi r} + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 - j \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \right] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} [V/m] \quad (3.5)$$

$$E_\phi = 0 [V/m] \quad (3.6)$$

În ecuațiile menționate anterior  $Z_0$  este impedanța de câmp a vidului ( $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ ), iar  $\lambda$  este lungimea de undă a curentului de frecvență  $f$  care se propagă prin antenă ( $\lambda = c/f$ ,  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s). Analizând ecuațiile (3.4), (3.5) și (3.6) constatăm că elementele de câmp electric și magnetic prezintă aceeași intensitate pe circumferința unei sfere deoarece componentele de câmp nu sunt dependente de  $\phi$ .

Când vine vorba despre antene, cel mai important este să caracterizăm elementele de câmp radiante în câmp îndepărtat, zona de câmp suficient de îndepărtată față de antenă. Analizând ecuațiile de la (3.1) - (3.6) se poate observa că la distanțe mici domină termenii care conțin  $1/r^3$  și  $1/r^2$ . Pe măsură ce ne îndepărtăm cu evaluarea intensității undelor de câmp electromagnetic, termenii care conțin  $1/r$  devin componentele dominante. În momentul în care termenii  $1/r^3$  și  $1/r^2$  devin ne semnificativi în comparație cu termenii  $1/r$ , ne aflăm la granița dintre câmp apropiat (near field) și câmp îndepărtat (far field). Granița dintre cele două zone este definită de următoarea ecuație:

$$\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 = \frac{\lambda}{2\pi r} \Rightarrow r = \frac{\lambda}{2\pi} \cong \frac{1}{6}\lambda \quad (3.7)$$

Ecuația (3.7) poate fi folosită pentru a determina granița dintre câmp apropiat și câmp îndepărtat doar în cazul antenelor de tip dipol. Granița de trecere dinspre regiunea de câmp apropiat și câmp îndepărtat are scopul să indice o regiunea în care liniile de câmp electromagnetic se transformă din structuri complexe în structuri mult mai ușor de analizat. În cazul antenei de tip dipol electric, în câmp îndepărtat ( $r \gg \lambda/2\pi$ ) doar componenta de câmp electric  $E_\theta$  și  $H_\phi$  rămân dominante din cauza termenilor  $1/r$ :

$$H_{\phi_{\text{câmp\_îndepărtat}}} = j \frac{I \cdot dl}{4\pi} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} [A/m] \quad (3.8)$$

$$E_{\theta_{\text{c\u00e2mp\_indep\u00e2rtat}}} = j \frac{I \cdot dl}{4\pi} \cdot Z_0 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} [V/m] \quad (3.9)$$

\u00c2n c\u00e2mp \u00e2ndep\u00e2rtat se pot enun\u021ba urm\u00e2toarele propriet\u00e2\u021bi \u00e2ntre componentele de c\u00e2mp electromagnetic ( $E_{\theta_{\text{c\u00e2mp\_indep\u00e2rtat}}}$ ,  $H_{\phi_{\text{c\u00e2mp\_indep\u00e2rtat}}}$ ):

- intensitatea componentelor de c\u00e2mp este direct propor\u021bional\u00e2 cu:  $1/r$ ,  $I$ ,  $dl$  \u0219i  $\sin \theta$ ;
- impedan\u021ba de und\u00e2 pentru antena de tip dipol electric este definit\u00e2 de raportul dintre componenta de c\u00e2mp electric\u00e2 \u0219i magnetic\u00e2:  $Z_{\text{c\u00e2mp\_indep\u00e2rtat}} = \frac{E_{\theta_{\text{c\u00e2mp\_indep\u00e2rtat}}}}{H_{\phi_{\text{c\u00e2mp\_indep\u00e2rtat}}}} = Z_0$
- componentele de c\u00e2mp electric \u0219i magnetic sunt ortogonale local.

\u00c2n regiunea de c\u00e2mp apropiat ( $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ ), elementele de c\u00e2mp magnetic dominante vor fi cele ce con\u021bin termenii  $1/r^2$ , [19]. \u00c2n cazul componentelor de c\u00e2mp electric, vor domina componentele care con\u021bin termenii  $1/r^3$ :

$$E_{r_{\text{c\u00e2mp\_apropiat}}} \cong -j \frac{I \cdot dl \cdot \lambda}{4 \cdot \pi^2 \cdot r^3} \cdot Z_0 \cdot \cos \theta \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} [V/m] \quad (3.10)$$

$$E_{\theta_{\text{c\u00e2mp\_apropiat}}} \cong -j \frac{I \cdot dl \cdot \lambda}{8 \cdot \pi^2 \cdot r^3} \cdot Z_0 \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} [V/m] \quad (3.11)$$

$$H_{\phi_{\text{c\u00e2mp\_apropiat}}} \cong \frac{I \cdot dl}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} [A/m] \quad (3.12)$$

Analiz\u00e2nd ecua\u021biile de mai sus se poate constata c\u00e2 componentele de c\u00e2mp electric sunt \u00e2n faz\u00e2, pe c\u00e2nd componenta magnetic\u00e2 are un defazaj de  $90^\circ$ . \u00c2n aceast\u00e2 zon\u00e2 energia este stocat\u00e2 \u00e2n componentele de c\u00e2mp electrice.

\u00c2n cazul unei antene de tip dipol electric, puterea emis\u00e2 de anten\u00e2 (\u00e2n vid) este dat\u00e2 de urm\u00e2toarea ecua\u021bie:

$$P_{rad} = 80 \cdot \pi^2 \left(\frac{dl}{\lambda}\right)^2 \frac{I^2}{2} [W] \quad (3.13)$$

Dac\u00e2 \u00e2n ecua\u021bia (3.13) se ia \u00e2n considerare curentul efectiv prin anten\u00e2, se poate determina rezisten\u021ba de emisie:

$$R_{rad} = \frac{P_{rad}}{I_{rms}^2} = 80 \cdot \pi^2 \left( \frac{dl}{\lambda} \right)^2 [\Omega] \quad (3.14)$$

Rezistența de emisie nu este o rezistență fizică. Rezistența de emisie este o rezistență imaginară care disipă o putere egală cu puterea radiată de o antenă de tip dipol electric, când sunt străbătute de un curent de aceeași intensitate [33].

Impedanța de undă ( $Z_{c\grave{a}mp\_\acute{i}ndep\grave{a}rtat}$ ) pentru o antenă de tip dipol electric a fost exprimată ca și raport între componenta de câmp electric ( $E_{\theta_{c\grave{a}mp\_ind\acute{e}p\grave{a}rtat}}$ ) și componenta de câmp magnetic ( $H_{\phi_{c\grave{a}mp\_ind\acute{e}p\grave{a}rtat}}$ ) doar în câmp îndepărtat. Expresia generală pentru impedanța de undă indiferent de distanță este dată de următoarea ecuație:

$$Z = Z_0 \cdot \frac{j \cdot \left[ \frac{\lambda}{2\pi \cdot r} + \left( \frac{\lambda}{2\pi \cdot r} \right)^2 - \left( \frac{\lambda}{2\pi \cdot r} \right)^3 \right]}{j \cdot \left[ \frac{\lambda}{2\pi \cdot r} + \left( \frac{\lambda}{2\pi \cdot r} \right)^2 \right]} [\Omega] \quad (3.15)$$

Deoarece în câmp apropiat  $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$  ecuația (3.15) poate să fie aproximată după cum urmează:

$$Z_{c\grave{a}mp\_apropiat} \cong -j \cdot Z_0 \cdot \frac{Z_0 \cdot \lambda}{2\pi \cdot r} [\Omega] \quad (3.16)$$

, în câmp îndepărtat ( $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$ ) impedanța de undă tinde către impedanța de undă a vidului.

### 3.2. Antenă de tip dipol magnetic (Fitzgerald)

Complementar antenei de tip dipol electric este antena Fitzgerald (dipol magnetic), care este o antenă elementară de tip buclă de curent [19]. Antena este formată dintr-o buclă de rază  $a$  așezată în planul  $xy$  și străbătută de un curent  $I$  de pulsație  $\omega$ , Figura 3.2. Asemenea antenei de tip dipol electric și pentru acest tip de antenă se impune ca dimensiunea antenei (circumferința) să fie mult mai mică decât lungimea de undă a semnalului care se propagă prin antenă [33]:

$$2\pi a < \frac{\lambda}{10} \quad (3.17)$$

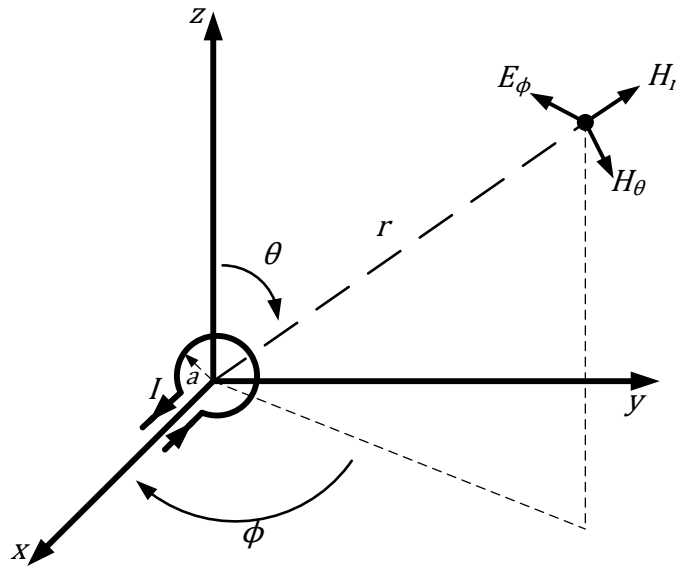


Figura 3.2 - Antena de tip dipol magnetic (Fitzgerald)

Componentele de câmp electric care caracterizează emisia unei antene de tip dipol magnetic (Fitzgerald) sunt descrise în următoarele ecuații:

$$E_r = 0 \text{ [V/m]} \quad (3.18)$$

$$E_\theta = 0 \text{ [V/m]} \quad (3.19)$$

$$E_\phi = -j \frac{\omega \mu_0 \cdot (I \cdot \pi a^2)}{4\pi} \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot \sin \theta \cdot \left[ j \frac{\lambda}{2\pi r} + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \right] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r} \text{ [V/m]} \quad (3.20)$$

În ceea ce privește componentele de câmp magnetic pentru antena de tip dipol magnetic, acestea sunt descrise prin următoarele ecuații:

$$H_r = j 2 \frac{\omega \mu_0 \cdot (I \cdot \pi a^2)}{4\pi \cdot Z_0} \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot \cos \theta \cdot \left[ \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 - j \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \right] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r} \text{ [A/m]} \quad (3.21)$$

$$H_\theta = j \frac{\omega \mu_0 \cdot (I \cdot \pi a^2)}{4\pi \cdot Z_0} \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \cdot \sin \theta \cdot \left[ j \frac{\lambda}{2\pi r} + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 - j \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \right] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r} \text{ [A/m]} \quad (3.22)$$

$$H_\phi = 0 \text{ [A/m]} \quad (3.23)$$

Analizând ecuațiile de mai sus se observă dualitatea dintre ecuațiile care descriu elementele de câmp ale unei antene de tip dipol electric și ecuațiile care descriu elementele

de câmp ale unei antene de tip dipol magnetic. În câmp îndepărtat asemenea antenei Hertz și în cazul antenei de tip dipol magnetic domină doar două componente (una magnetică și una electrică) ce conțin termeni de forma  $1/r$ :

$$E_{\phi_{\text{câmp\_îndepărtat}}} = \frac{\pi^2 f^2 \mu_0 I b^2}{c} \cdot \sin \theta \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}}{r} \text{ [V/m]} \quad (3.24)$$

$$H_{\theta_{\text{câmp\_îndepărtat}}} = \frac{\pi^2 f^2 \mu_0 I b^2}{Z_0 \cdot c} \cdot \sin \theta \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}}{r} \text{ [A/m]} \quad (3.25)$$

Toate observațiile făcute în cazul antenei de tip dipol electric se aplică și în cazul antenei de tip dipol magnetic. În câmp apropiat asemenea antenei de dipol electric rămân componentele de câmp electric care conțin termeni de forma  $1/r^2$  și componentele de câmp magnetic care conțin termenii de forma  $1/r^3$ :

$$E_{\phi_{\text{câmp\_apropiat}}} = -j \frac{\omega \mu_0 \cdot (I \cdot \pi a^2)}{4\pi \cdot r} \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} \text{ [AV/m]} \quad (3.26)$$

$$H_{r_{\text{câmp\_apropiat}}} = \frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot I \cdot a^2 \cdot \lambda}{4\pi \cdot r^3 \cdot Z_0} \cdot \cos \theta \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} \text{ [A/m]} \quad (3.27)$$

$$H_{\theta_{\text{câmp\_apropiat}}} = \frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot I \cdot a^2}{4\pi \cdot r^3 \cdot Z_0} \cdot \sin \theta \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r} \text{ [A/m]} \quad (3.28)$$

Rezistența de emisie pentru o antenă de tip dipol magnetic este dată de următoarea ecuație:

$$R_{rad} = \frac{P_{av}}{I_{rms}^2} = 31.170 \left( \frac{A}{\lambda^2} \right)^2 \text{ [\Omega]} \quad (3.29)$$

### 3.3. Curenți de mod diferențiali vs curenți de mod comun

Prealabil certificării unui echipament din punctul de vedere al compatibilității electromagnetice este posibil să se calculeze cât este nivelul radiat din cauza antenelor nedorite din echipament [33]. Aceste antene sunt formate de fire, pad-urile de pe un cablaj imprimat (PCB- Printed Circuit Board) sau alte structuri metalice. Pentru a putea discuta despre emisii electromagnetice este necesar ca prin traseele de pe un PCB să treacă curenți variabili în timp. O metodă prin care se pot reduce nivelele perturbatoare este prin construirea de “antene” care nu sunt eficiente în propagarea undelor electromagnetice.

Pentru a putea construi astfel de structuri este necesar să avem modele prin care să analizăm structurile prezente pe un cablaj.

Prin cele două moduri de propagare se poate descrie orice combinație de curenți care trec prin două trasee [35]. În Figura 5 1 sunt ilustrate două fire așezate în paralel și străbătute de curentul  $I_1$  respectiv curentul  $I_2$ , având o lungime  $L$  și aflate la o distanță  $s$  unul față de celălalt. Curenții prin cele două trasee pot fi descompuși în componenta lor diferențială respectiv comună după cum se poate observa în următoarele ecuații [19, 35]:

$$I_1 = I_C + I_D \quad (3.30)$$

$$I_2 = I_C - I_D \quad (3.31)$$

Ecuațiile (3.30) și (3.31) pot fi folosite pentru a calcula valoarea curentului de mod diferențial respectiv de mod comun:

$$I_D = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (3.32)$$

$$I_C = \frac{I_1 + I_2}{2} \quad (3.33)$$

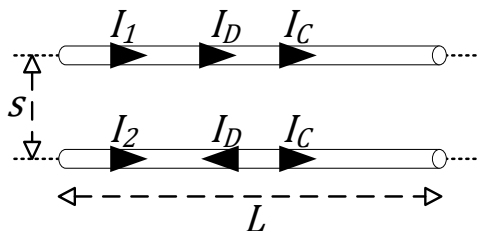


Figura 3.3 - Descompunerea curenților în componenta de mod diferențial și în cea de mod comun

Curenții diferențiali ( $I_D$ ) prin cele două trasee sunt egali în amplitudine, dar au sensuri opuse. Acești curenți sunt curenții funcționali care apar în orice circuit [33]. Unul dintre trasee poartă semnalul către sarcină, pe când celălalt traseu reprezintă calea de întoarcere a curentului de la sarcină spre sursă. Curenții de mod comun ( $I_C$ ) sunt curenți nedorți în circuite [19]. În orice punct de pe cele două trasee curenții de mod comun au aceeași amplitudine și același sens de deplasare [35]. Pentru a determina impactul celor două tipuri de curenți vom analiza intensitatea câmpurilor electromagnetice în același plan cu structura celor două fire, la mijlocul lungimii traseelor și la o distanță  $d$  față de structura formată de trasee, Figura 3.4.

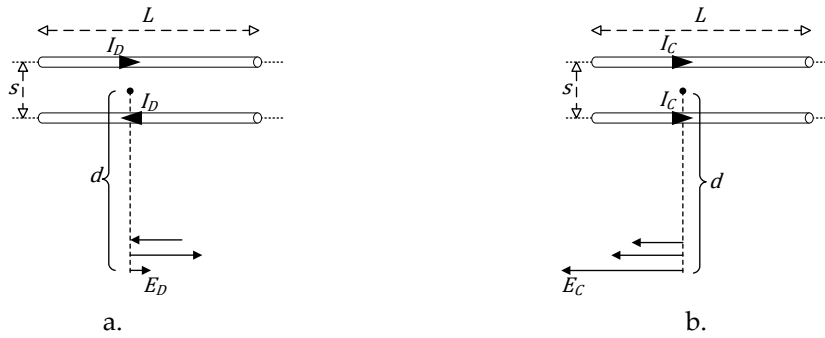


Figura 3.4 - Câmpul electric radiat: a. de curenții de mod diferențial; b. de curenții de mod comun

Deoarece curenții diferențiali au aceeași amplitudine, dar sunt de sens opus, câmpurile electrice radiate vor fi și ele de sens opus, tinzând să se anuleze [19]. Cele două câmpuri electrice generate de curenții diferențiali nu se anulează deoarece traseele din structură nu sunt amplasate la aceeași distanță față de punctul de analiză, Figura 3.4 a. Pe de altă parte deoarece curenții de mod comun au aceeași amplitudine și sens, câmpurile electrice generate de acești curenți se adună, generând un nivel perturbator mai mare, Figura 3.4 b. Curenții de mod comun apar în traseele unui circuit din cauza construcției asimetrice a circuitului echivalent [30, 35]. Pentru a putea determina intensitatea câmpului electric generat de perechea de fire, vom super impune câmpurile generate de fiecare fir în parte [30]. Pentru a putea aplica tehnica super impunerii câmpurilor electrice (ecuația (3.34)), fiecare fir va fi tratat ca o antenă liniară (antena de tip dipol Hertz, dipol  $\lambda/2$  etc.) [34]. Din Figura 3.5 se poate observa că intensitatea maximă a câmpurilor electrice ( $E_\theta$ ) va fi obținută în câmp îndepărtat la o orientare  $\theta = 90^\circ$ .

$$E_\theta = E_{\theta,1} + E_{\theta,2} \tag{3.34}$$

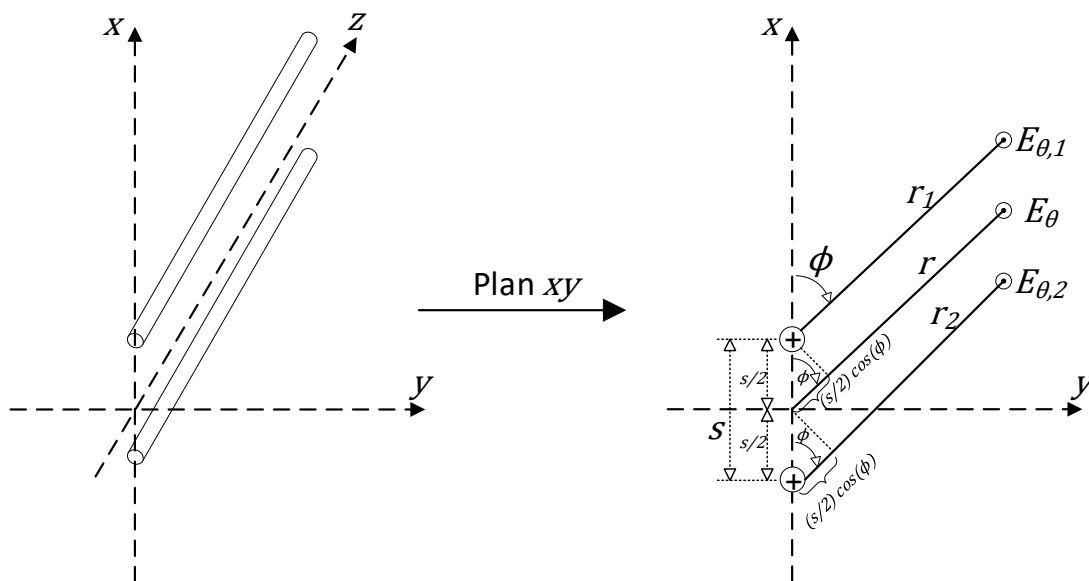


Figura 3.5 - Intensitatea câmpului electric radiat pentru cele două trasee



Câmpurile electrice generate de cele două trasee în câmp îndepărtat sunt descrise prin următoarea ecuație:

$$E_{\theta,i} = M \cdot I_i \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r_i}}{r_i} \cdot F(\theta) \quad (3.35)$$

, unde:

- $I_i$  - este curentul prin traseul  $i \in \{1,2\}$ ;
- $F(\theta) \in [0,1]$  - factor care indică intensitatea câmpului electric în funcție de  $\theta$ ;
- $M$  - este o funcție care indică intensitatea câmpului electric în funcție de tipul antenei folosită pentru modelare.

De exemplu pentru o antenă de tip Hertz parametrii care descriu intensitatea câmpului electric sunt definiți de următoarele ecuații:

$$M = j \frac{Z_0 \cdot \frac{2\pi}{\lambda}}{4\pi} \cdot L = j \cdot 2\pi \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot L \quad (3.36)$$

$$F(\theta) = \sin \theta \quad (3.37)$$

Ecuțiile de mai sus vor putea fi folosite doar cu condiția ca dimensiunile electrice ale traseelor să fie mult mai mici comparativ cu lungimea de undă a curentului care trece prin acestea.

În cazul unei antene de tip dipol  $\lambda/2$  ( $L = \frac{1}{2}\lambda$ ) parametrii care definesc intensitatea câmpului electric în câmp îndepărtat sunt următorii:

$$M = j \frac{Z_0}{2\pi} = j60 \quad (3.38)$$

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{1}{2}\pi \cdot \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (3.39)$$

Se constată că indiferent de tipul de antenă (antenă de tip Hertz sau dipol în  $\lambda/2$ ) dacă se analizează intensitatea câmpului electric pentru  $\theta = 90^\circ$  factorul  $F(\theta) = 1$ . În ceea ce privește distanța până la punctul de evaluare, acesta se poate exprima pe baza următoarelor ecuații:

$$r_1 = r - \frac{s}{2} \cos \phi \quad (3.40)$$

$$r_2 = r + \frac{s}{2} \cos \phi \quad (3.41)$$

Deoarece distanța la care se face evaluarea intensității câmpului electric este mult mai mare decât lungimea de undă a semnalului, respectiv lungimea antenei, se poate face aproximarea  $r_1 \cong r_2$  (aproximarea undelor de câmp paralele în câmp îndepărtat). Totuși nu se va face aceeași aproximare în ceea ce privește defazajul componentei de câmp ( $e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}$ ). Aproximarea nu poate fi făcută deoarece valoarea acestui parametru nu depinde de distanță ( $r$ ), ci mai degrabă de distanța electrică ( $\frac{r}{\lambda}$ ). Pe baza ecuațiilor (3.34), (3.40) și (3.41), intensitatea câmpului electric în punctul de evaluare poate fi exprimat după cum urmează:

$$E_\theta = M \cdot \left( I_1 \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r_1}}{r_1} + I_2 \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r_2}}{r_2} \right) \quad (3.42)$$

Presupunând că cele două "antene" sunt identice (două antene de tip dipol Hertz sau antene de tip dipol  $\lambda/2$ ) și aproximând  $r_1 \cong r$ , respectiv  $r_2 \cong r$  atunci ecuația (3.42) se transformă în:

$$E_\theta = M \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r}}{r} \cdot \left( I_1 \cdot e^{+j\frac{\pi s}{\lambda} \cos \phi} + I_2 \cdot e^{-j\frac{\pi s}{\lambda} \cos \phi} \right) \quad (3.43)$$

### 3.4. Radiații cauzate de curenții de mod diferențial și de mod comun

Pentru a determina intensitatea câmpului electric cauzat de curenții diferențiali, vom modela fiecare traseu ca și o antenă de tip dipol electric.

Pentru a putea să facem această presupunere, trebuie îndeplinite trei condiții:

- lungimea traseelor ( $L$ ) este mult mai mică decât distanța unde se află punctul de evaluare. Punctul unde se determină intensitatea câmpului electric, este atât de îndepărtat încât liniile de câmp sunt aproape paralele;
- distribuția curentului (amplitudine și fază) este constantă de-a lungul antenei;

- punctul de măsură este în câmp îndepărtat pentru ambele antene.

Conform FCC pentru a determina perturbațiile radiate de un echipament din Clasa B, măsurătorile se vor efectua de la 3 m, [33]. Prin urmare modelul bazat pe antenă de tip Hertz, impune ca lungimea maximă a antenei să fie mai mică de 1 m. Pentru a îndeplini și a doua condiție, frecvența semnalului trebuie să fie atât de mică astfel încât să asigure o distribuție constantă pe lungimea antenei. De exemplu o antenă de 1 m este comparabilă cu lungimea de undă a unui curent de frecvență de 300 MHz. Pentru o frecvență de 100 MHz, aceeași antenă reprezintă doar  $\frac{1}{3}\lambda$ , rezultând o distribuție aproximativ constantă pe lungimea antenei.

Dacă lungimea antenei se reduce la 30 cm, atunci lungimea antenei reprezintă doar  $\frac{1}{10}\lambda$ . Pentru antena mai scurtă se pot aplica semnale până la 200 MHz, respectând condiția doi impusă de model.

Din Figura 3.5 se constată că intensitatea câmpului electric în funcție de unghiul  $\phi$  atinge valoarea maximă la un unghi de  $0^\circ$  respectiv  $180^\circ$ . Pentru a simplifica ecuațiile privind intensitatea câmpului electric radiat, evaluarea acestuia se va face la o distanță  $d$  față de mijlocul distanței dintre cele două „antene” și suficient de departe astfel încât să ne aflăm în câmp îndepărtat. Pe baza celor menționate mai sus  $r = d$ ,  $\phi = 0^\circ$ ,  $I_1 = I_D$  și  $I_2 = -I_D$ , astfel încât ecuația (3.43) devine:

$$\begin{aligned} E_{D,max} &= j2\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{f I_D L}{d} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d} \cdot \left( e^{+j\frac{\pi s}{\lambda}} - e^{-j\frac{\pi s}{\lambda}} \right) \\ &= -4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{f I_D L}{d} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d} \cdot \sin\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right) \end{aligned} \quad (3.44)$$

, unde  $e^{jA} - e^{-jA} = 2j \sin A$ .

Presupunând că distanța dintre trasee este foarte mică în comparație cu lungimea de undă a semnalului ( $\sin \frac{\pi s}{\lambda} \cong \frac{\pi s}{\lambda}$ ), ecuația (3.44) se transformă în:

$$|E_{D,max}| = 1.316 \cdot 10^{-14} \frac{|I_D| \cdot f^2 \cdot L \cdot s}{d} \quad (3.45)$$

La fel ca și în cazul curenților de mod diferențial și pentru analiza curenților de mod comun se impun aceleași condiții:

- cele două trasee se consideră două antene de tip dipol Hertz;

- punctul de evaluare este în planul celor două trasee și la o distanță  $d$  față de centrul distanței dintre trasee;
- distanța  $d$  este suficient de mare astfel încât evaluarea să se facă în câmp îndepărtat.

Pe baza următoarelor notații:  $r = d$ ,  $\phi = 0^\circ$ ,  $I_1 = I_C$  și  $I_2 = I_C$ , ecuația (3.43) se poate rescrie după cum urmează:

$$\begin{aligned} E_{C,max} &= j2\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{fI_C L}{d} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d} \cdot \left( e^{+j\frac{\pi s}{\lambda}} + e^{-j\frac{\pi s}{\lambda}} \right) \\ &= j4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{fI_C L}{d} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d} \cdot \cos\left(\frac{\pi s}{\lambda}\right) \end{aligned} \quad (3.46)$$

, unde  $e^{jA} + e^{-jA} = 2 \cos A$ .

Presupunând că distanța dintre trasee este foarte mică în comparație cu lungimea de undă a semnalului ( $\cos \frac{\pi s}{\lambda} \cong 1$ ), ecuația (3.46) se transformă în:

$$|E_{C,max}| = 1.257 \cdot 10^{-6} \frac{|I_C| \cdot f \cdot L}{d} \quad (3.47)$$

## Capitolul 4: PROPAGAREA SEMNALELOR PE LINII LUNGI

Propagarea semnalelor digitale sau analogice se realizează prin intermediul unei perechi de conductori electrici, care poartă denumirea de conexiune electrică. Pe unul dintre conductorii electrici se transmite semnalul electric de la sursă spre sarcină, pe când cel de al doilea conductor reprezintă calea de întoarcere a curentului de la sarcină spre sursă (cunoscut și sub denumirea de traseu de referință sau masă).

Sursa de semnal (ex.: o poartă logică, un senzor, un emițător, pinul unui microcontroler etc.) este reprezentată ca un circuit echivalent Thevenin: un nivel de tensiune pentru funcționarea în gol ( $V_s(t)$ ) și o rezistență  $R_s$ ). Pe de altă parte, sarcina circuitului poate să fie de exemplu intrarea unei porți logice, în această situație reprezentarea putând fi realizată sub forma unei rezistențe  $R_L$ .

În Figura 4.1 sunt ilustrate exemple de implementare ale unei conexiuni electrice. În Figura 4.1 a. este reprezentată realizarea unei conexiuni electrice realizate prin intermediul a două fire paralele. Pe de altă parte în Figura 4.1 b. este reprezentată realizarea unei conexiuni prin intermediul unui traseu amplasat deasupra unui plan de masă.

Prin intermediul planului se asigură calea de întoarcere a curentului de la sarcină înapoi la sursa de semnal. O astfel de conexiune este întâlnită în cazul traseelor realizate pe un cablaj (traseu microstrip sau stripline).

În Figura 4.1 c. este prezentată realizarea unei conexiuni electrice prin intermediul unui cablu coaxial. În cazul cablului coaxial, semnalul este transportat de la sursă prin intermediul firului de cupru, iar calea de întoarcere este asigurată de plasa metalică care înconjoară miezul de cupru al cablului coaxial.

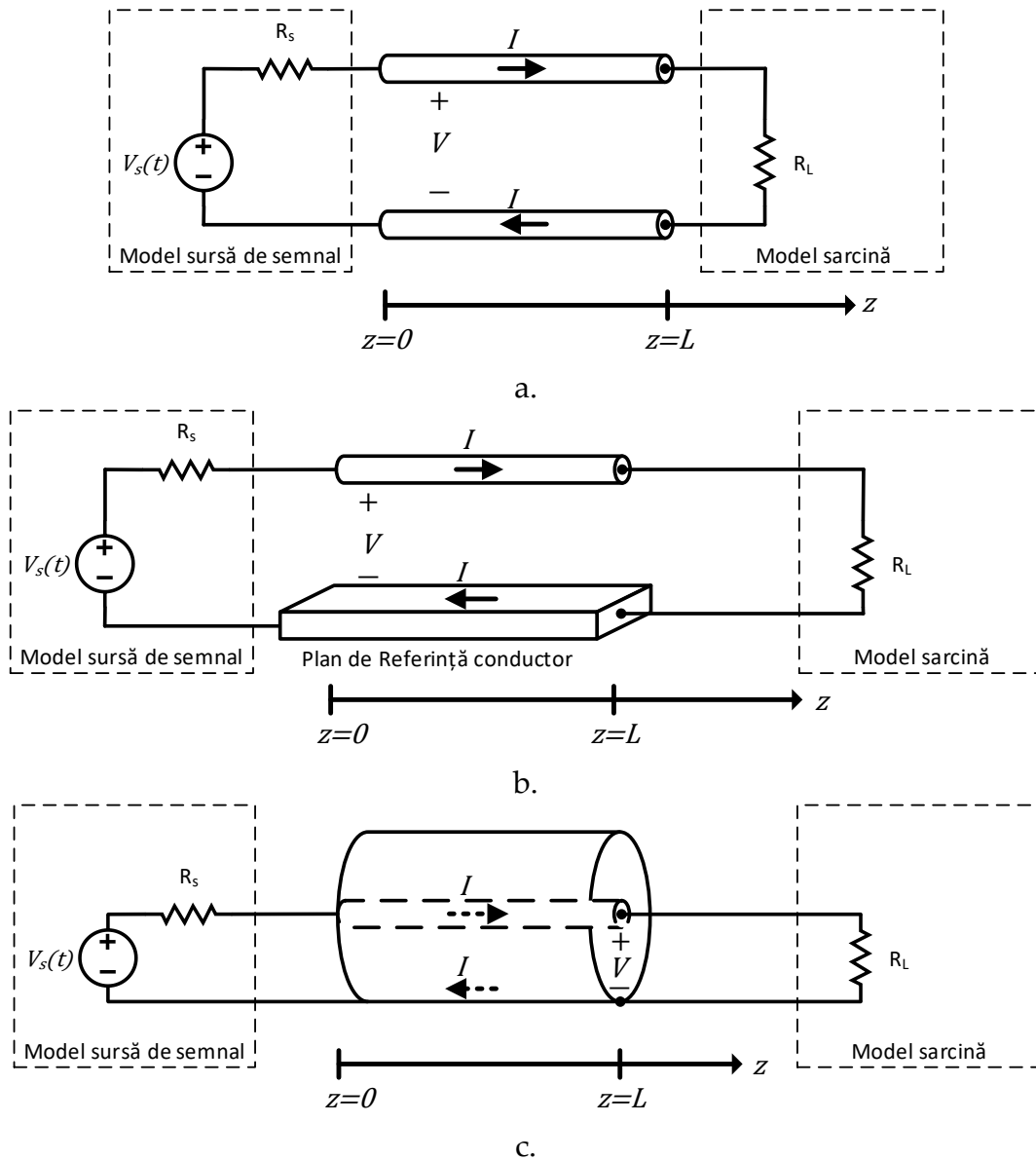


Figura 4.1 - Tipuri de linii lungi: a. conexiune realizată din două fire, b. un fir deasupra unui plan de masă infinit, c. cablu coaxial

## 4.1. Propagarea semnalelor prin linii de transmisie

Prin intermediul conexiunilor electrice semnalele transmise de sursă trebuie să ajungă la sarcină fără să fie afectate de propagarea prin structurile care formează conexiunea electrică. Aceasta este cea de a treia regulă din punct de vedere a compatibilității electromagnetice pe care un echipament trebuie să o îndeplinească: echipamentul trebuie să fie compatibil electromagnetic cu el însuși. În Capitolul 2 am arătat că orice semnal electric are nevoie de un timp de propagare din momentul în care este generat de sursă și până când ajunge la sarcină. Așa cum este de așteptat orice

conexiune electrică va introduce un timp de întârziere, dat de lungimea fizică ( $L$ ) a conexiunii și de viteza de deplasare ( $v$ ) a semnalului electric:

$$T_D = \frac{L}{v} \text{ [s]} \quad (4.1)$$

În Capitolul 2 am menționat că semnalele electrice se deplasează în vid cu viteza luminii. În cazul conexiunii din Figura 4.1 c., tensiunea și curentul asociat formei de undă electromagnetice transmisă de sursă se propagă cu viteza  $v_0 = 1/\sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cong c = 3 \cdot 10^8 \text{ [m/s]}$ . Prin urmare timpul de întârziere datorat unei astfel de conexiuni electrice este de  $3.33 \text{ ns/m}$  sau  $33.3 \text{ ps/cm}$ . Pentru conexiunea electrică realizată cu ajutorul unui cablu coaxial, trebuie avut în vedere că miezul de cupru și ecranul care îl înconjoară sunt izolate electric prin intermediul unui strat de teflon ( $\epsilon_r = 2.1, \mu_r = 1$ ). Din cauza proprietăților dielectricului, unda electromagnetă nu se va mai deplasa cu viteza luminii [33, 35]:

$$\begin{aligned} v &= \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0 \epsilon_r \mu_r}} \cong \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ [m/s]} = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ [cm/ns]} \\ &= \frac{11.811}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ [inch/ns]} \cong \frac{12}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ [inch/ns]} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Ecuția (4.2) se va aplica pentru orice conexiune electrică care are traseele izolate prin intermediul unui dielectric: cablu coaxial, conexiune stripline, microstrip etc. Pentru traseele microstrip, calcularea vitezei de propagare nu este la fel de ușor de realizat ca în cazurile amintite anterior. Trebuie ținut cont de faptul că o parte din liniile de câmp ale undei electromagnetice se propagă prin aer, pe când celelalte prin dielectricul care separă traseul conductor de planul de masă, Figura 4.2. Din cauza deplasării printr-un mediu neomogen (permitivitatea relativă a aerului  $\epsilon_r = 1$ ; permitivitatea relativă a dielectricului (FR4)  $\epsilon_r = 4.7$ ), trebuie determinată o valoare echivalentă a permitivității relative ( $\epsilon'_r$ ), [33, 35].

În cazul unei conexiuni scurte (timp de propagare mic), în momentul în care curentul începe să circule prin circuit datorită pornirii sursei de tensiune, în același moment va apărea și o cădere de tensiune pe rezistența de sarcină  $R_L$ . Odată cu apariția tensiunii și a curentului în circuit se generează de-a lungul conexiunii electrice un câmp electromagnetic cvasistatic. În cazul unui astfel de câmp, orice modificare a câmpului electromagnetic la unul dintre capetele conexiunii determină o modificare identică și instantanee a câmpului electromagnetic la capătul opus al conexiunii electrice.

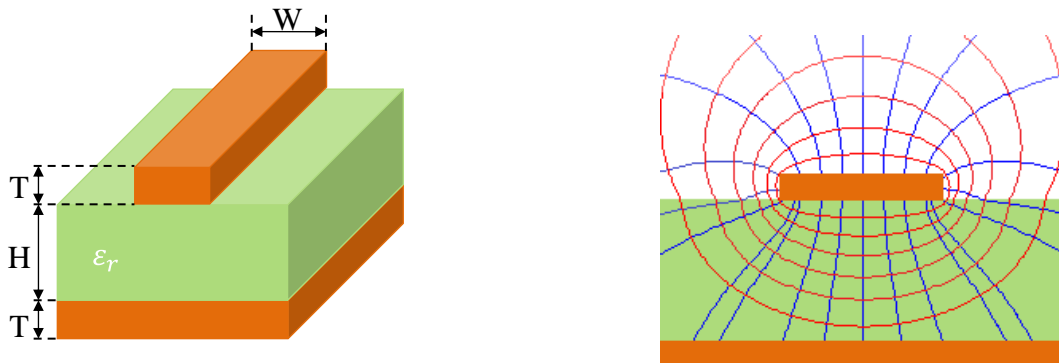


Figura 4.2 - Tipuri de linii lungi: a. conexiune realizată din două fire, b. un fir deasupra unui plan de masă infinit, c. cablu coaxial

Dacă conexiunea însă este una lungă (timp de propagare mare), este nevoie să treacă un anumit timp, până când tensiunea și curentul generat de sursa de tensiune, vor apărea pe rezistența de sarcină din capătul conexiunii. Ca și-n cazul câmpului electromagnetic cvasistatic, odată cu apariția tensiunii și a curentului electric pe conexiunea electrică este generat un câmp electromagnetic. De această dată vom discuta în schimb despre o undă electromagnetică, deoarece câmpul electromagnetic nu mai este cvasiconstant de-a lungul conexiunii. Unda electromagnetică prezintă valori diferite de-a lungul ei, așa cum a fost arătat în Capitolul 2.

Conexiunea electrică are rolul de a ghida unda electromagnetică de la sursă către sarcină. Fără existența unei conexiuni electrice, unda electromagnetică ar fi radiată în spațiul înconjurător. În cazul unei conexiuni lungi, o schimbare a valorii câmpului electromagnetic la unul dintre capete, nu se va face simțită la celălalt capăt decât după un anumit interval de timp sau timp de propagare. Din acest motiv, de-a lungul unei linii lungi putem să avem nivele de tensiune diferite.

În Capitolul 2 s-a arătat că o conexiune poate fi considerată linie de transmisie în momentul în care lungimea acesteia ( $L$ ) este mai mare decât  $\lambda/10$ , unde  $\lambda$  este lungimea de undă a celei mai înalte frecvențe din spectrul semnalului transmis. În cazul semnalelor digitale componenta maximă din spectrul semnalului este dată de timpul de creștere ( $t_r$ ) respectiv de coborâre ( $t_f$ ) al semnalului. Prin urmare banda semnalului ( $BW$ ) se poate determina pe baza următoarei ecuații, [35]:

$$BW = \frac{0.35}{t_{r/f} [ns]} [GHz] \quad (4.3)$$



În momentul în care se aplică o tensiune  $V$  între cele două trasee conductoare ale unei conexiuni, sarcina electrică va începe să circule între trasee, generând un câmp electric, Figura 4.3. Cum primul traseu ajunge să fie încărcat cu sarcină pozitivă, iar cel de al doilea cu sarcină negativă, rezultă că linia de transmisie formată este caracterizată de o capacitate distribuită pe unitatea de lungime.

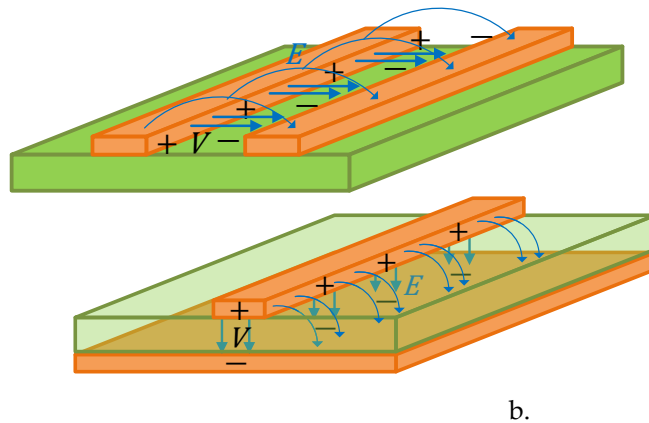


Figura 4.3 - Câmpul electric generat de propagarea tensiunii printr-o conexiune electrică: a. conexiune electrică realizată prin două trasee paralele, b. conexiune electrică reprezentată de o structură microstrip

Prin propagarea curentului electric prin conexiunea electrică, astfel încât primul traseu să transporte curentul către sarcină, iar cel de al doilea să reprezinte calea de întoarcere, se va genera un câmp magnetic, Figura 4.4. Liniile de câmp magnetic vor trece prin bucla creată de cele două trasee ale liniei de transmisie, rezultând astfel că linia de transmisie prezintă o inductanță distribuită pe unitate de lungime. Pe baza celor prezentate mai sus, se poate deduce că o linie de transmisie de lungime  $z$  [cm], caracterizată de o inductanță totală  $L$  [nH], respectiv o capacitate totală  $C$  [pF], poate să fie descrisă ca o succesiune de celule de lungime infinitezimal de mică ( $dz$  [cm]), formate din inductanțe respectiv capacități distribuite ( $\frac{L}{z}$  [nH/cm],  $\frac{C}{z}$  [pF/cm]), Figura 4.5.

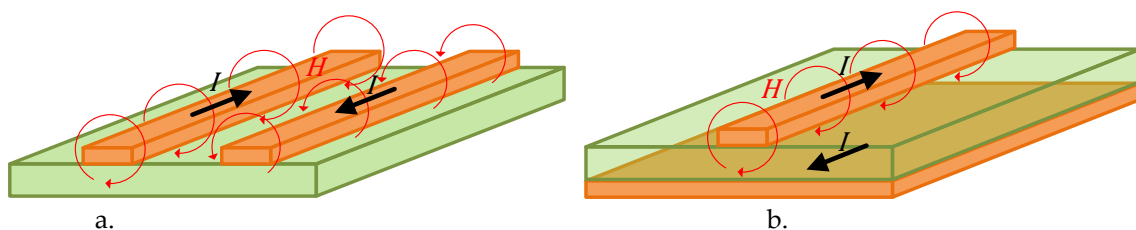


Figura 4.4 - Câmpul magnetic generat de propagarea curentului printr-o conexiune electrică: a. conexiune electrică realizată prin două trasee paralele, b. conexiune electrică reprezentată de o structură microstrip

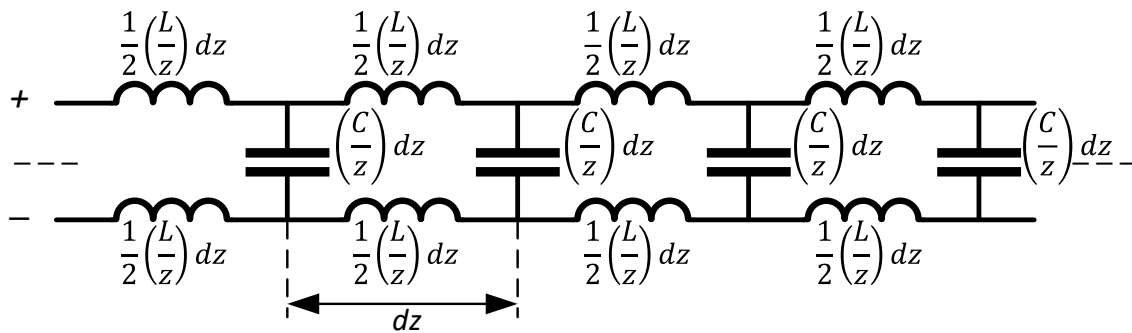


Figura 4.5 - Modelul electric echivalent a unei linii de transmisie de lungime  $z$ , pe baza inductanței lineice [ $nH/cm$ ] respectiv a capacității lineice [ $pF/cm$ ]

Analizând modelul echivalent descris în Figura 4.5 se poate observa că la aplicarea unui impuls la unul dintre capete, acesta se va propaga astfel încât să încarce cu sarcină prima capacitate întâlnită și cu energie prima pereche de inductanțe. Pe măsură ce impulsul se propagă prin celulele LC, are loc un proces de descărcare\încărcare între celulele vecine. De exemplu celula doi se va încărca cu sarcină și energie din celula unu, determinând descărcarea acesteia.

Ca rezultat, sursa va trebui să încarce la loc prima celulă. Tot acest proces se realizează cu viteza de propagare  $v$ , având ca rezultat un timp nenul necesar energizării/dezenergizării inductanțelor distribuite pe unitatea de lungime și a distribuirii sarcinii pe capacitățile distribuite pe unitatea de lungime, Figura 4.6.

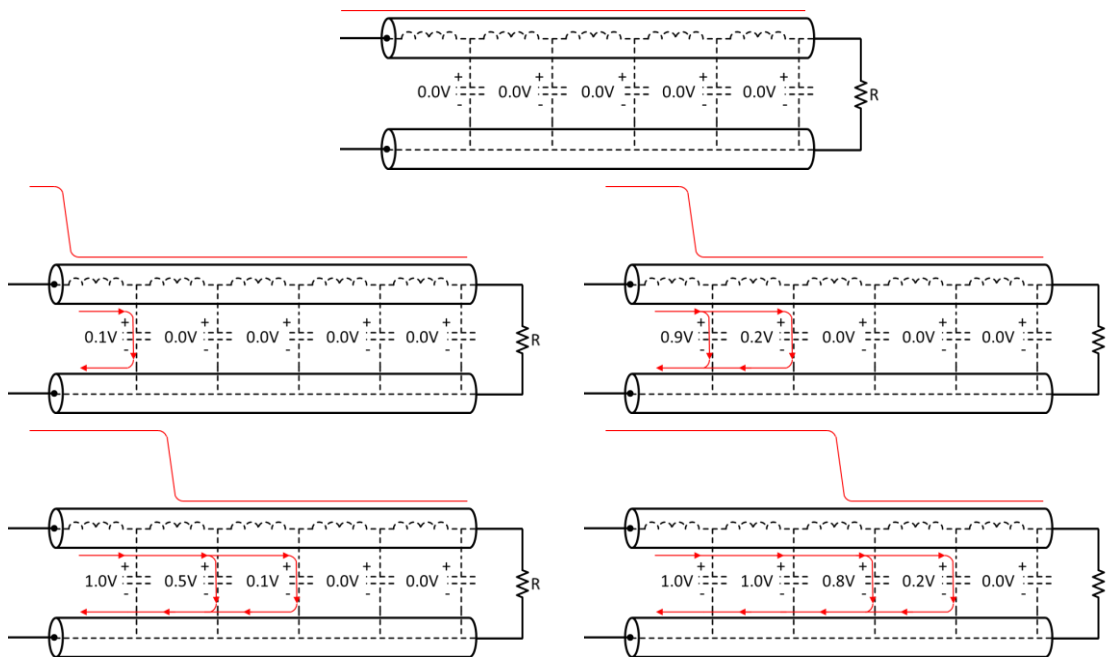


Figura 4.6 - Ilustrarea propagării unui impuls cu amplitudinea de 1 V printr-o linie de transmisie către sarcină

În ceea ce privește capacitatea distribuită este important de menționat că aceasta va acționa fie ca sarcină fie ca sursă de energie, dar niciodată nu va acționa simultan în cele două stări. Trecerea dintr-o stare în alta implică schimbarea orientării câmpului electric respectiv a curentului prin capacitate (curentul de deplasare). Viteza cu care are loc această schimbare este dată de viteza undei electromagnetice prin mediul de propagare.

Pentru ca semnalul să poată înainta trebuie să încarce cu energie celulele LC întâlnite pe măsură ce se propagă. Pe baza celor menționate anterior modelul echivalent poate să fie reprezentat într-un mod simplificat, Figura 4.7.

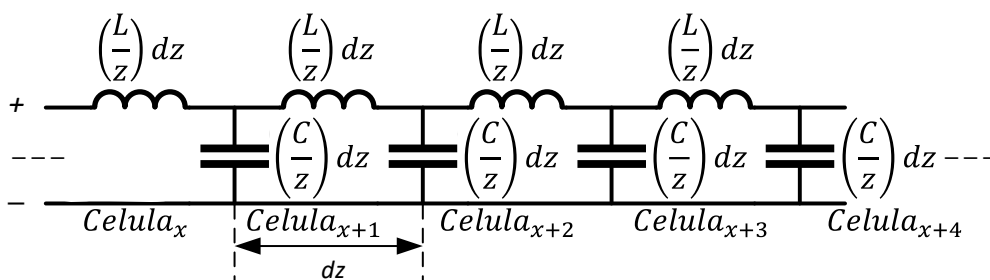


Figura 4.7 - Modelul electric echivalent simplificat a unei linii de transmisie de lungime  $z$ , pe baza inductanței lineice  $[nH/cm]$  respectiv a capacității lineice  $[pF/cm]$

Pe baza modelului descris în Figura 4.7, se pot scrie ecuațiile care caracterizează nivelul tensiunii și a curentului printr-o celulă ce modelează propagarea undei electromagnetice printr-o linie de transmisie:

$$\frac{\Delta(V_{Celulă_x} - V_{Celulă_{x+1}})}{dz} = \left( \left( \frac{L}{z} \right) \cdot dz \right) \cdot \frac{\partial i_{Celulă_x}}{\partial t} \quad (4.4)$$

$$\frac{\Delta(i_{Celulă_x} - i_{Celulă_{x+1}})}{dz} = \left( \left( \frac{C}{z} \right) \cdot dz \right) \cdot \frac{\partial V_{Celulă_x}}{\partial t} \quad (4.5)$$

În general în documentație în ceea ce privește caracterizarea proprietăților electrice ale unei linii de transmisie (cabluri coaxiale, trasee pe un PCB: microstrip sau stripline), nu se specifică valorile capacității distribuite pe unitatea de lungime sau a inductanței distribuite pe unitatea de lungime. O linie de transmisie este descrisă prin intermediul impedanței caracteristice ( $Z_C$ ):

$$Z_C[\Omega] = \sqrt{\frac{\frac{L}{z}}{\frac{C}{z}}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.6)$$

Un alt parametru important în caracterizarea unei linii de transmisie este viteza cu care unda electromagnetică se deplasează prin aceasta:

$$v = \frac{z}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r'}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r'}} [m/s] = \frac{3000}{\sqrt{\varepsilon_r'}} [cm/ns] \quad (4.7)$$

unde,  $\varepsilon_r'$  este permitivitatea relativă efectivă.

Pe baza celor doi parametri descriși anterior se poate determina inductanța pe unitatea de lungime, respectiv capacitatea pe unitatea de lungime care caracterizează linia de transmisie:

$$\frac{L}{z} = \frac{Z_C}{v} [nH/cm] \quad (4.8)$$

$$\frac{C}{z} = \frac{1}{v \cdot Z_C} [pF/cm] \quad (4.9)$$

Numărul minim de celule  $LC$  necesare pentru a surprinde propagarea undelor electromagnetice de-a lungul unei linii de transmisie este impus de următoarea ecuație:

$$n_{celule} \geq 10 \cdot \left( \frac{z}{t_{r/f} \cdot v} \right) = 10 \cdot \left( \frac{\sqrt{LC}}{t_{r/f}} \right) \quad (4.10)$$

Pe baza ecuațiilor (4.8), (4.9) și (4.10) se pot determina valorilor corespunzătoare ale elementelor distribuite care alcătuiesc modelul liniei de transmisie:

$$L_{celulă} = \frac{\frac{L}{z} [nH/cm] \cdot dz [cm]}{n_{celule}} [nH] \quad (4.11)$$

$$C_{celulă} = \frac{\frac{C}{z} [pF/cm] \cdot dz [cm]}{n_{celule}} [pF] \quad (4.12)$$

## 4.2. Analiza fenomenului de reflexie

Până în acest moment, linia de transmisie a fost prezentată ca o structură uniformă, pentru care impedanța instantanee, văzută de unda electromagnetică în propagarea sa, este egală cu impedanța caracteristică a liniei de transmisie. În aceste condiții de-a lungul liniei de transmisie este prezentă o undă electromagnetică incidentă, iar nivelul de tensiune din fiecare punct al liniei de transmisie este caracterizat de următoarea ecuație:

$$V_{linie}(z, t) = V_{inc}(z, t) = V_{inc}\left(t - \frac{z}{v}\right) \quad (4.13)$$

$$I_{linie}(z, t) = I_{inc}(z, t) = I_{inc}\left(t - \frac{z}{v}\right) \quad (4.14)$$

Ecuțiile (4.13) și (4.14) caracterizează valoarea nivelului de tensiune, respectiv de curent pentru unda incidentă în diferite puncte de-a lungul liniei de transmisie, în funcție de evoluția în timp a semnalului, dar și de poziție:  $t - \frac{z}{v}$ , unde  $z$  reprezintă poziția de evaluare a tensiunii și a curentului de-a lungul liniei de transmisie. Pe măsură ce parametrul timp ( $t$ ) crește, de asemenea și valoarea parametrului care specifică poziția de evaluare de-a lungul liniei de transmisie ( $z$ ) trebuie să crească. Prin intermediul legăturii dintre cei doi parametri se asigură o valoare constantă a nivelului de semnal analizat în raport cu evoluția formei de undă în timp. În cazul în care unda electromagnetică întâlnește variații în impedanță pe măsură ce se propagă, vor apărea reflexii. Reflexiile sunt principalele fenomene perturbative care apar la transmiterea semnalelor pe o linie de transmisie, fiind provocate de neadaptările de impedanță care pot să apară de-a lungul conexiunii electrice, Figura 4.8:

- modificări în impedanță de-a lungul traseului de interconectare (ex: lățirea/îngustarea traseului de semnal, o discontinuitate în planul de masă);
- datorită conectării la capetele liniei de transmisie a unei rezistențe sau a unui conector care are o impedanță diferită de impedanța de undă a liniei de transmisie.

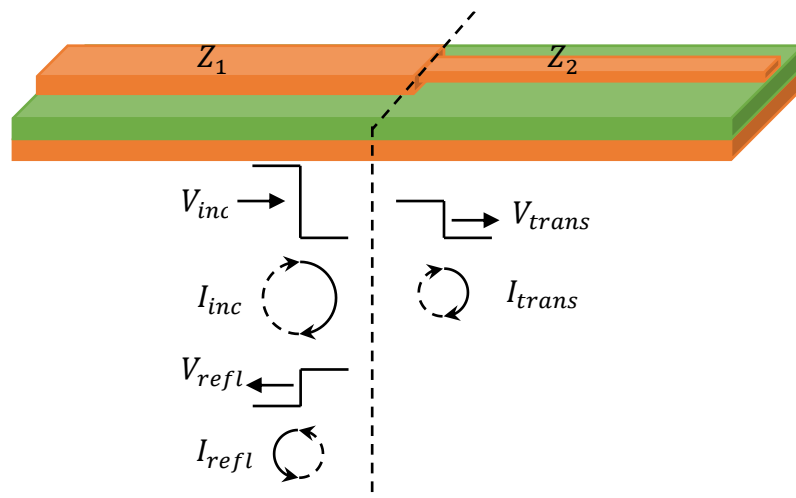


Figura 4.8 - Ilustrarea modului în care se deplasează semnalele pe o linie de transmisie, datorită unei dezadaptări de impedanță

Este necesară prezența semnalelor reflectate, deoarece fără acestea în punctul/punctele în care se realizează discontinuitatea de impedanță ar apărea componente de câmp electric și magnetic de valori infinite [35].

În momentul în care un semnal incident  $V_{inc}$  (generat de sursa de semnal) întâlnește o dezadaptare, rezultă un semnal transmis ( $V_{trans}$ ) care se propagă dinspre punctul de discontinuitate prin linia de transmisie spre sarcină, și un semnal reflectat ( $V_{refl}$ ) care se întoarce spre sursa de semnal care a generat semnalul incident. La fel ca și-n cazul tensiunilor, în punctul de discontinuitate se va putea identifica un curent incident ( $I_{inc}$ ) și un curent transmis ( $I_{trans}$ ). La întâlnirea punctului de discontinuitate de către unda electromagnetică se va produce un curent reflectat ( $I_{refl}$ ), care este de sens opus față de curentul incident.

Prin intermediul reflexiei, se creează un echilibru în punctul de discontinuitate, astfel încât din orice direcție ne uităm spre punctul de discontinuitate (de la stânga la dreapta sau invers, Figura 4.8), se va vedea același nivel de tensiune, deși raportul dintre nivelele de tensiune și curent generează impedanțe diferite ( $Z_1 \neq Z_2$ ):

$$V_{trans} = V_{inc} + V_{refl} \quad (4.15)$$

$$I_{trans} = I_{inc} - I_{refl} \quad (4.16)$$

$$\frac{V_{inc}}{I_{inc}} = \frac{V_{refl}}{I_{refl}} = Z_1 \quad (4.17)$$

$$\frac{V_{trans}}{I_{trans}} = Z_2 \quad (4.18)$$

Rescriind ecuația (4.16) pe baza ecuațiilor (4.17) și (4.18) se obține:

$$\left. \begin{array}{l} I_{trans} = \frac{1}{Z_2} V_{trans} \\ I_{inc} = \frac{1}{Z_1} V_{inc} \\ I_{refl} = \frac{1}{Z_1} V_{refl} \end{array} \right\} \xrightarrow{\text{ec. (4.16)}} \frac{V_{trans}}{Z_2} = \frac{1}{Z_1} V_{inc} - \frac{1}{Z_1} V_{refl} \quad (4.19)$$

Rezolvând sistemul de ecuații descris de ecuațiile (4.15) și (4.19), se determină în punctul de discontinuitate un factor de reflexie ( $\Gamma$ ), prin care se indică cât anume din unda incidentă ajunge să fie reflectată:

$$\frac{V_{inc} + V_{refl}}{Z_2} = \frac{V_{inc} - V_{refl}}{Z_1} \quad (4.20)$$

$$\Gamma = \frac{V_{refl}}{V_{inc}} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \in [-1, 1] \quad (4.21)$$

Formula factorului de reflexie poate fi citită în felul următor: un semnal care se propagă pe o linie de transmisie având o impedanță de undă egală cu  $Z_1$  întâlnește o dezadaptare în impedanță de valoare  $Z_2$ .

Aplicarea principiilor enunțate anterior sunt exemplificate în cele ce urmează pentru circuitul din Figura 4.9. Pentru circuitul analizat un punct de discontinuitate în impedanță poate să apară spre capătul îndepărtat al liniei de transmisie (far end,  $z = len$  - lungime linie) sub forma sarcinii conectate ( $R_L$ ). Factorul de reflexie datorat sarcinii este definit prin intermediul unei incidente și respectiv a unei reflectate:

$$\Gamma_L = \frac{V_{refl}(len, t)}{V_{inc}(t - \frac{len}{v})} = \frac{R_L - Z_C}{R_L + Z_C} \rightarrow V_{refl}(len, t) = \Gamma_L \cdot V_{inc}\left(t - \frac{len}{v}\right) \quad (4.22)$$

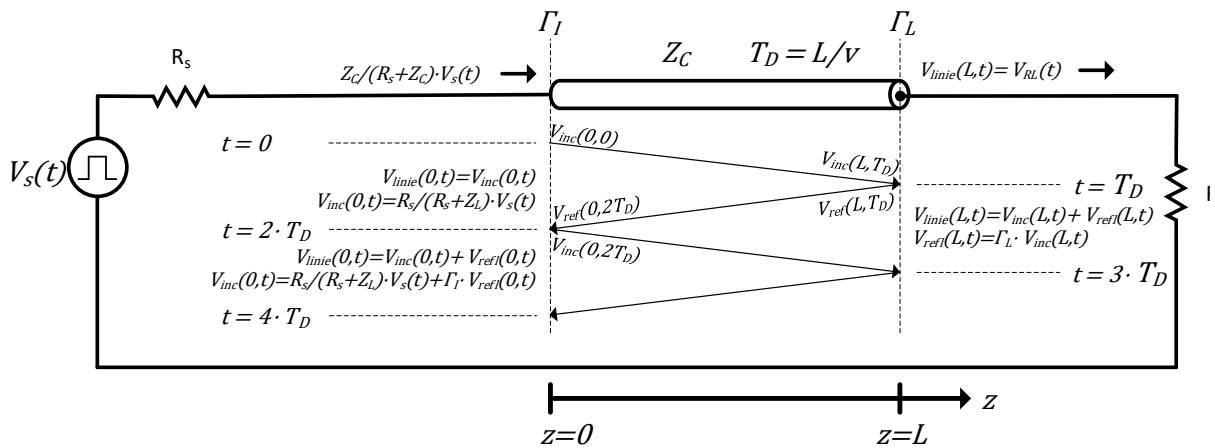


Figura 4.9 - Ilustrarea momentelor în timp când un semnal întâlnește dezadaptări la propagarea printr-o linie de transmisie, care conectează un generator de semnal de o sarcină

Unda reflectată se propagă înapoi spre sursă, deplasându-se astfel în direcția  $z$ . O caracterizare a undei reflectate în funcție de evoluția în timp și poziția în spațiu se poate realiza prin următoarea ecuație:

$$V_{refl}(z, t) = V_{refl}\left(t + \frac{z}{v}\right) \quad (4.23)$$

Factorul de reflexie caracterizează nu doar tensiunile din anumite puncte de pe linia de transmisie, dar și curenții care circulă în acele puncte:

$$I_{refl}(len, t) = \Gamma_L \cdot I_{inc} \left( t - \frac{len}{v} \right) \quad (4.24)$$

Se constată că factorul de reflexie datorat valorii rezistenței de sarcină acționează asemenea unei oglinzi, astfel încât nivelele de tensiune incidente care ajung prin intermediul liniei de transmisie la sarcină sunt reflectate spre sursa de semnal cu o amplitudine impusă de valoarea produsului dintre factorul de reflexie  $\Gamma_L$  și  $V_{inc} \left( t - \frac{len}{v} \right)$ .

Nivelul tensiunii pe sarcină într-un moment de timp este dat de suma dintre toate tensiunile prezente în acel moment de timp pe sarcină, ecuațiile (4.15) și (4.16):

$$V_{RL}(t) = V_{linie}(len, t) = V_{inc} \left( t - \frac{len}{v} \right) + V_{refl}(len, t) = V_{inc} \left( t - \frac{len}{v} \right) \cdot (1 + \Gamma_L) \quad (4.25)$$

$$I_{RL}(t) = I_{linie}(len, t) = I_{inc} \left( t - \frac{len}{v} \right) - I_{refl}(len, t) = I_{inc} \left( t - \frac{len}{v} \right) \cdot (1 - \Gamma_L) \quad (4.26)$$

Pentru circuitul din Figura 4.9, o altă situație în care poate să apară un punct de discontinuitate este la capătul apropiat al liniei de transmisie (near end,  $z = 0$ ). În momentul inițial al transmiterii semnalului de către sursa de semnal, putem să discutăm doar despre o undă incidentă. Până când unda incidentă generată de sursă nu întâlnește dezadaptarea de la capătul îndepărtat, nu se generează o undă reflectată care să se îndrepte spre sursa de semnal. Se constată că pentru  $0 \leq t < 2 \cdot T_D$  la capătul apropiat ( $z = 0$ ) nu este prezentă nici o undă reflectată. Pentru intervalul de timp  $0 \leq t < 2 \cdot T_D$ , se poate discuta doar de unde de tensiune și curent incidente:

$$V_{linie}(0, t) = V_{inc} \left( t - \frac{0}{v} \right) = V_{inc}(t) \quad (4.27)$$

$$I_{linie}(0, t) = I_{inc} \left( t - \frac{0}{v} \right) = I_{inc}(t) \quad (4.28)$$

Pe intervalul de timp menționat anterior se constată că raportul dintre tensiunea prezentă pe linia de transmisie și curentul prin linia de transmisie (definite doar prin unde incidente) este egal cu impedanța caracteristică ( $Z_c$ ) a liniei de transmisie. Datorită acestui aspect, linia de transmisie poate să fie echivalată pe acest interval cu o rezistență de valoare ( $Z_c$ ). Nivelele de tensiune și curent de la capătul apropiat al liniei de transmisie pot fi descrise prin următoarele ecuații:

$$V(0, t) = \frac{Z_c}{R_s + Z_c} V_s(t) \quad (4.29)$$



$$I(0, t) = \frac{V_S(t)}{R_S + Z_C} \quad (4.30)$$

Din ecuațiile (4.29) și (4.30) rezultă că forma de undă de la capătul apropiat pe intervalul  $[0, 2 \cdot T_D)$  are o evoluție în timp asemănătoare ca formă cu cea a sursei de semnal. După un timp de propagare ( $T_D$ ) unda incidentă ajunge la sarcină, unde datorită existenței unei dezadaptări de impedanță, se reflectă spre capătul apropiat al liniei de transmisie.

După un timp de propagare unda incidentă ajunge la capătul îndepărtat al liniei de transmisie și întâlnește dezadaptarea sub forma sarcinii  $R_L$ , generând o undă reflectată. Unda reflectată de la capătul îndepărtat devine undă incidentă pentru analiza nivelului de tensiune de la capătul apropiat al liniei de transmisie ( $z = 0$ ), unde ajunge după încă un timp de propagare:

$$\begin{aligned} V_{refl}(0, 2T_D) &= V_{refl}\left(2T_D + \frac{0}{v}\right) = V_{refl}\left(T_D + \frac{len}{v}\right) \\ &= V_{refl}(len, T_D) = \Gamma_L \cdot V_{inc}\left(T_D - \frac{len}{v}\right) \end{aligned} \quad (4.31)$$

$$I_{refl}(0, T_D) = I_{refl}(len, T_D) = \Gamma_L \cdot I_{inc}\left(T_D - \frac{len}{v}\right) \quad (4.32)$$

Odată ajunsă la capătul apropiat, unda reflectată (devenită undă incidentă) întâlnește o dezadaptare sub forma rezistenței de ieșire a sursei de semnal  $R_S$ . Dezadaptarea creată este caracterizată de factorul de reflexie de intrare  $\Gamma_I$ , definit de raportul dintre unda reflectată de la capătul apropiat al liniei de transmisie (ce se va deplasa spre sarcină) și unda incidentă (care este de fapt unda reflectată de pe sarcină):

$$\Gamma_I = \frac{R_S - Z_C}{R_S + Z_C} \quad (4.33)$$

În urma fenomenului de reflexie datorat rezistenței de ieșire a sursei de semnal ( $R_S$ ), rezultă și o undă transmisă ce prezintă aceeași formă ca și unda incidentă determinată de unda reflectată de la capătul îndepărtat al linie de transmisie. Amplitudinea undei transmise este redusă datorită valorii factorului de reflexie  $\Gamma_I$ . Procesul de reflexii multiple va continua, până când datorită multiplicării cu factorii de reflexie  $\Gamma_I$  și  $\Gamma_L$  va determina atenuarea lor.

Valoarea tensiunii (curentului) pe un (printr-un) anumit punct de pe linia de transmisie la un moment de timp este dată de suma individuală a tuturor nivelelor de tensiune (curent) prezente în acel moment în (prin) nodul de analiză. În momentul în care am definit liniile de transmisie am evidențiat faptul că acestea impun un timp de propagare semnalului digital. Astfel am scos în evidență un alt factor perturbator al liniilor de transmisie: reflexiile. În cazul în care sunt prezente dezadaptări de impedanță de-a lungul unei linii de transmisie, se pot constata apariția oscilațiilor la capetele liniei de transmisie. Prezența oscilațiilor, va determina ca semnalele transmise să se regăsească în domeniul/în afara domeniului de tensiuni alocat pentru un anumit simbol logic (,1' logic sau ,0' logic), Figura 4.10.

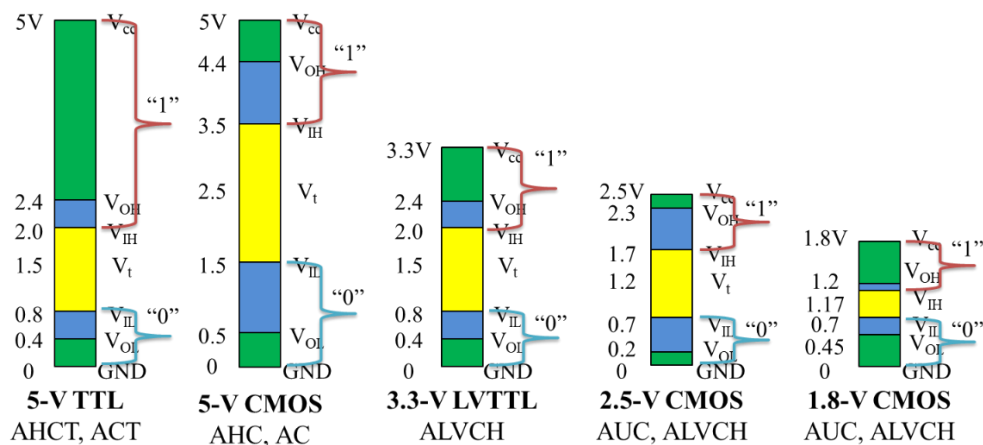


Figura 4.10 - Definirea nivelelor logice pentru diferite tehnologii folosite în proiectarea familiilor logice

Pe perioada intervalului de timp în care semnalul digital oscilează, acesta se poate afla tot la  $2T_D$  când în domeniul de tensiuni acceptat pentru un simbol logic, când în domeniul de tensiuni de incertitudine. În funcție de viteza de comutație și amplitudinea oscilațiilor de la intrare, cauzate de reflexii, ieșirea porții logice va schimba sau nu starea logică, Figura 4.11.

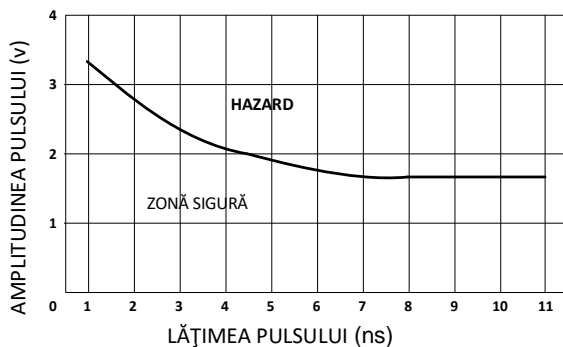


Figura 4.11 - Efectul lățimii și a amplitudinii unui puls asupra semnalelor digitale

Se constată astfel că în cazul porților digitale, nu trebuie să se țină cont doar de zgomotul static. În momentul în care analizăm propagarea semnalelor către o poartă logică, parametrii importanți în definirea perturbației sunt amplitudinea și durata impulsului perturbator (oscilațiilor).

Chiar dacă impulsul datorat reflexiilor depășește domeniul de tensiuni asociat unui nivel logic, poarta nu va schimba ieșirea atâta timp cât durata impulsului este mai mică decât timpul de comutație a porții sau amplitudinea impulsului nu este într-atât de mare încât să forțeze o comutație mai rapidă, Figura 4.11.

### 4.3. Efectul factorului de reflexie asupra integrității semnalelor pe o linie de transmisie

În capitolul anterior s-au prezentat efectele perturbatoare ale liniei de transmisie asupra semnalelor digitale: întârzierea semnalelor și apariția reflexiilor. Pentru diminuarea efectelor menționate anterior, primele două soluții care se pot aplica sunt reducerea lungimii liniei de transmisie sau creșterea timpului de creștere/coborâre a semnalului digital.

Aplicarea acestor două tehnici nu este tot timpul permisă. Lungimea traseelor poate de multe ori să fie impusă de condiții mecanice sau de densitatea de componente amplasate pe cablajul imprimat. Timpul de creștere respectiv de coborâre a semnalului digital este impus de viteza cu care datele trebuie prelucrate. De fiecare dată, când este posibil, se va opta pentru cea mai mare valoare pentru timpul de creștere/coborâre care să asigure îndeplinirea condițiilor privind debitul de date transmise/prelucrate.

Timpul de propagare a semnalelor pe liniile de transmisie poate să afecteze prelucrarea datelor, doar dacă datele ajung la momente de timp diferite față de momentul în care se face citirea. O altă situație ar fi cea în care semnalul de ceas distribuit printr-o linie de transmisie, prezintă întârzieri diferite față de circuitele integrate care ar trebui să facă citirea datelor în același moment de timp. Pentru remedierea situațiilor amintite anterior, se recomandă o amplasare și rutare a semnalelor cât mai simetric posibilă, fără a se influența funcționarea altor module de pe cablaj, respectând în același timp restricțiile mecanice.

Pentru reducerea efectelor perturbatoare cauzate de reflexii pe lângă reducerea lungimii traseelor și mărirea timpului de creștere/coborâre a semnalelor digitale, o altă

soluție este adaptarea impedanțelor. Când s-a definit factorul de reflecție în analiza propagării undelor electromagnetice pe o linie de transmisie, s-a menționat că acesta va lua valori în intervalul  $[-1, 1]$ . Din intervalul amintit anterior, trei valori descriu dintr-o privire ce se întâmplă în punctul de discontinuitate de pe linia de transmisie:

- $\Gamma = 1$  - o impedanță mult mai mare decât impedanța de undă a liniei de transmisie, linia de transmisie este în gol în punctul de discontinuitate, Figura 4.12;

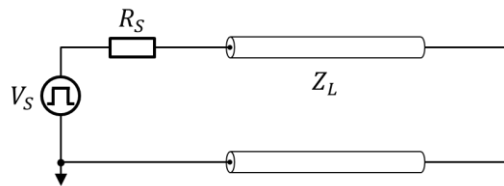


Figura 4.12 - Conexiune terminată în gol

- $\Gamma = -1$  - o impedanță mult mai mare decât impedanța de undă a liniei de transmisie, linia de transmisie este în gol în punctul de discontinuitate, Figura 4.13

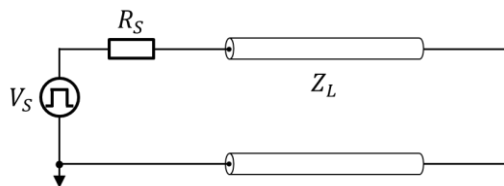


Figura 4.13 - Conexiune terminată în scurtcircuit

- $\Gamma = 0$  - unda electromagnetică a întâlnit o impedanță egală cu impedanța de undă a liniei de transmisie, linia de transmisie este adaptată în punctul de discontinuitate, Figura 4.14.

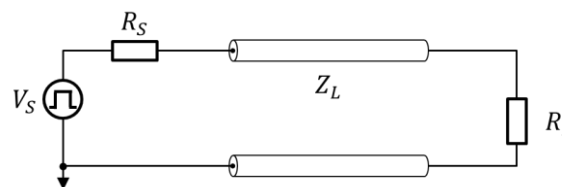


Figura 4.14 - Conexiune adaptată la capătul îndepărtat, la impedanța de undă a liniei de transmisie

Este important de reținut că nu doar valoarea factorilor de reflexie pot să ne avertizeze despre cum vor arăta formele de undă (Tabel 4.1), dar și semnul acestora, [33]. Dacă factorii de reflexie de la extremitățile liniei de transmisie sunt de semn opus (situația

cel mai des întâlnită în practică:  $R_S < Z_L < R_L$ ), produsul lor este negativ ( $\Gamma_S \cdot \Gamma_L < 0$ ), generând la extremitățile liniei de transmisie oscilații ce pot să afecteze funcționarea porților logice, [33].

Tabel 4.1 - Efectul coeficienților de reflexie de la extremitățile liniei de transmisie în funcție de semnul lor asupra evoluției formei de undă pe sarcină

Semnul factorului de reflexie la intrarea în linie ( $\Gamma_S$ )	Semnul factorului de reflexie la ieșirea din linie ( $\Gamma_L$ )	Variația tensiunii pe sarcină ( $V_L(t)$ )
- $R_S < Z_C$	+ $R_L > Z_C$	
- $R_S < Z_C$	+ $R_L > Z_C$	
+ $R_S > Z_C$	+ $R_L > Z_C$	
- $R_S < Z_C$	- $R_L < Z_C$	

Oscilațiile apar deoarece unda reflectată are când semn pozitiv când negativ, determinând astfel ca nivelul de tensiune de pe sarcină să oscileze în jurul valorii statice:

$$V_\infty = \frac{R_L}{R_S + R_L} V_S \tag{4.34}$$

Dacă semnul produsului dintre factorii de reflexie este pozitiv, în această situație fiecare undă de tensiune reflectată va contribui la ridicarea nivelului de tensiune de pe

sarcină spre nivelul static. În situațiile prezentate anterior, sarcina de la capătul îndepărtat a fost reprezentată de o rezistență care prezintă o valoare constantă în raport cu o analiză în timp.

Într-o situație reală, sarcinile liniilor de transmisie sunt în general intrările porților logice. Impedanța unei porți logice nu este caracterizată de o valoare constantă, ci din contră impedanța acesteia este dinamică în timp.

În general intrarea unei porți logice prezintă o capacitate. În cazul unei porți logice în tehnologie CMOS, valoarea capacității de intrare s-ar regăsi în intervalul  $2.5 \text{ pF} - 10 \text{ pF}$ . Din formele de undă obținute în Figura 4.15 se constată că prezența capacității la capătul îndepărtat determină introducerea unui timp de propagare adițional și apariția unui timp de creștere pe forma de undă de la ieșire, chiar dacă semnalul de pe sursă are o tranziție ideală.

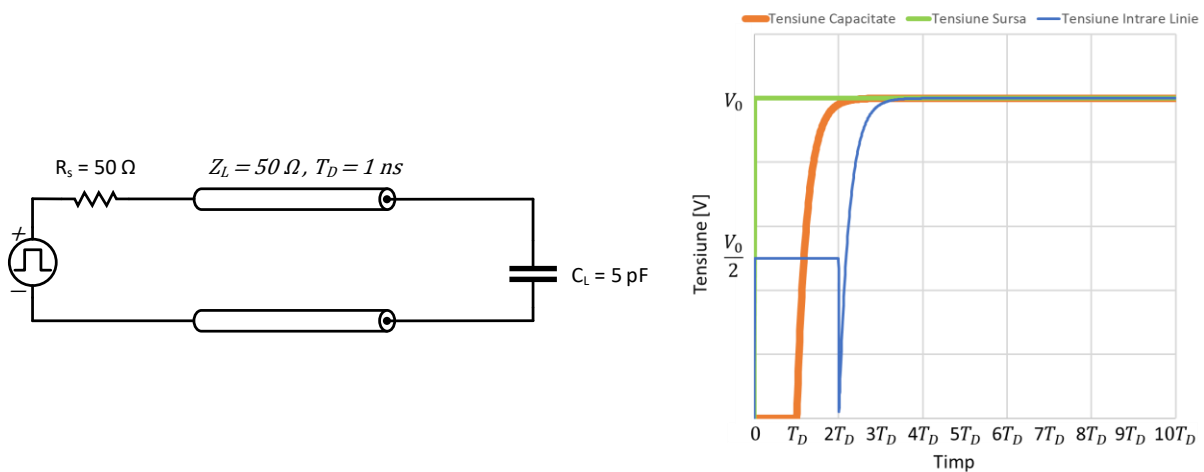


Figura 4.15 - Efectul prezenței unei capacități la capătul îndepărtat asupra formelor de undă

În Figura 4.15, analizând formele de undă de la capătul apropiat se poate observa caracterul dinamic al impedanței unei sarcini capacitive. În momentul inițial când capacitatea este descărcată, prezența acesteia în circuit, este văzută de forma de undă asemenea unui scurtcircuit ( $\Gamma = -1$ ). La capătul apropiat după doi timpi de propagare, se observă că nivelul de tensiune scade de la  $\frac{V_0}{2}$  la  $0 \text{ V}$ , ceea ce sugerează ca unda reflectată de sarcina capacitivă a avut același nivel în modul ca și unda incidentă, dar de semn opus. Pe măsură ce capacitatea se încarcă impedanța acesteia crește până în momentul în care ajunge să fie întrerupere ( $\Gamma = 1$ ).

Complementar unei sarcini capacitive este una inductivă, Figura 4.16. În cazul în care la capătul îndepărtat al linie de transmisie ar fi conectată o sarcină inductivă, prezența

acesteia ar determina un salt brusc de tensiune (aproape ideal), chiar dacă sursa de semnal are un timp de creștere finit.

Formele de undă de la capătul apropiat al liniei de transmisie din Figura 4.16, scot în evidență motivul pentru care prezența unei sarcini inductive determină o schimbare a timpului de creștere (aproape ideal) a tensiunii pe sarcină. În momentul inițial, când unda electromagnetică întâlnește sarcina inductivă, aceasta este văzută ca o întrerupere ( $\Gamma = 1$ ), determinând dublarea tensiunii. Pe măsură ce sarcina inductivă înmagazinează energie, impedanța acesteia scade, până ajunge să fie văzută ca un scurtcircuit ( $\Gamma = -1$ ).

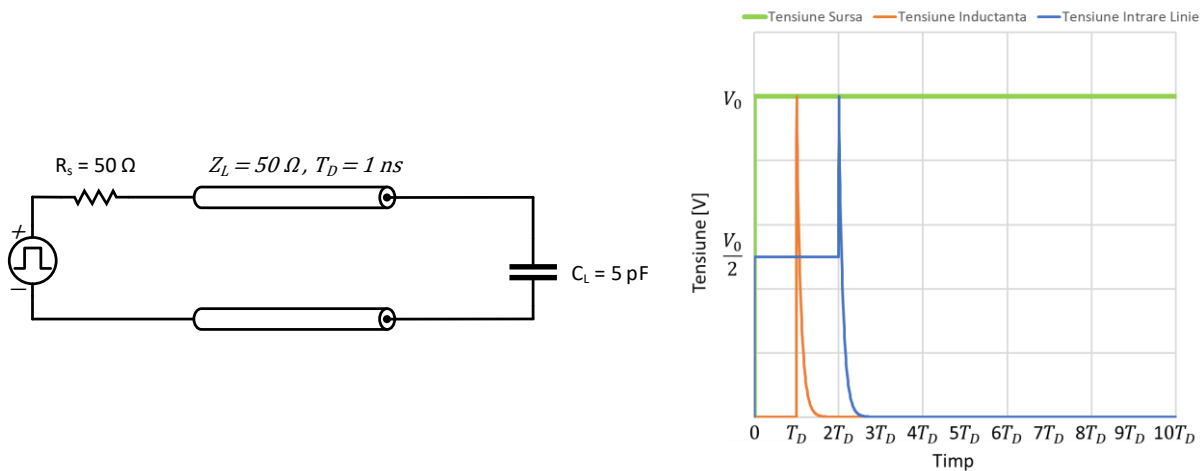


Figura 4.16 - Efectul prezenței unei inductanțe la capătul îndepărtat asupra formelor de undă

#### 4.4. Adaptarea liniilor de transmisie

În paragrafele anterioare s-au prezentat diferite tehnici prin care oscilațiile pot fi prevenite. Dacă ne aflăm totuși în situația în care semnul produsului dintre factorii de reflexie este negativ, sarcina este una dinamică în timp, lungimea liniei de transmisie nu poate fi micșorată, iar timpul de creștere/coborâre nu mai poate fi modificat, soluția finală pentru a reduce reflexii este să se aplice o tehnică de adaptare în impedanță.

Când vine vorba de tehnici de adaptare în impedanță sunt disponibile două variante, adaptarea serială și adaptarea paralelă.

Adaptarea serială presupune adăugarea unei rezistențe între sursa de semnal și linia de transmisie astfel încât suma dintre impedanța de ieșire a sursei de semnal și rezistența adăugată să aibă ca rezultat o valoare de impedanță egală cu impedanța caracteristică a liniei de transmisie. Prin această tehnică, nivelul de tensiune transmis inițial este doar

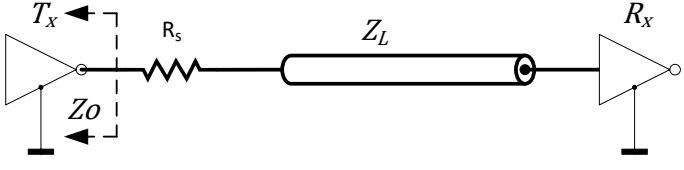
jumătate din nivelul de tensiune generat de sursa de semnal. Acest lucru nu reprezintă un impediment, deoarece în general sarcina este mult mai mare decât impedanța caracteristică a liniei de transmisie, prezentând un factor de reflexie 1, iar tensiunea pe sarcină se dublează.

Din cauza acestui aspect nivelul de tensiune pe sarcină ajunge să fie egal cu cel de la generator numai după un timp de propagare, deși reflexiile ajung să fie absorbite doar după doi timpi de propagare.

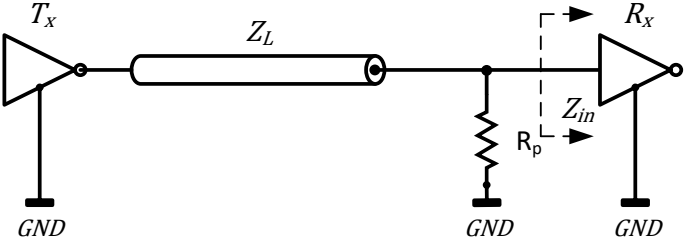
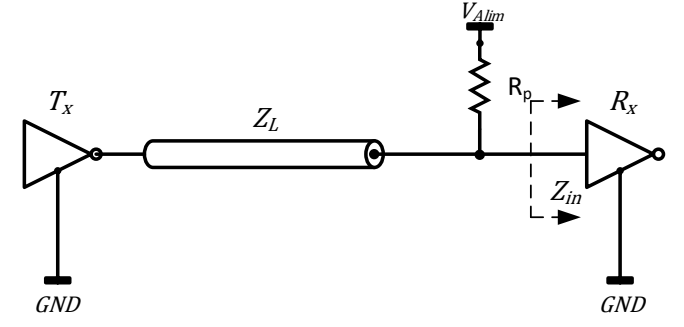
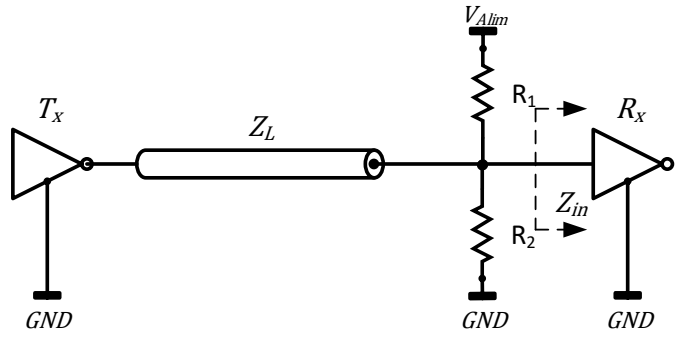
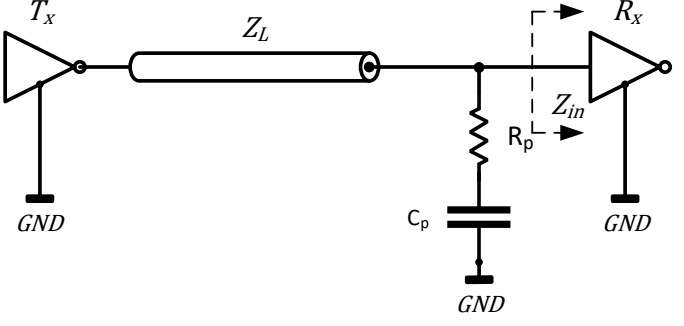
Cea de-a doua tehnică de adaptare în impedanță, adaptarea în paralel, presupune amplasarea în paralel cu sarcina a unei impedanțe de aceeași valoare cu a impedanței caracteristice a liniei de transmisie. Prin această tehnică nivelul de tensiune incident în linia de transmisie, întâlnește o adaptare la capătul îndepărtat unde este absorbită în totalitate de sarcină. Deși la o prima vedere reflexiile sunt absorbite doar după un timp de propagare, din cauza lipsei acestora, nivelul de tensiune de pe sarcină nu mai crește, acesta fiind impus de valoarea incidentă a formei de undă, ecuația (4.27).

În Tabel 4.2 sunt ilustrate modul de aplicare a tehnicilor de adaptare și variațiile de implementare a adaptării paralele, evidențiind avantajele și dezavantajele fiecărei tehnici în parte. Este important de reținut că reflexiile sunt prezente nu doar în acele circuite cu linii lungi. Orice circuit în care avem impedanțe de valori diferite, la transmiterea unui impuls vor apărea reflexii între cele două impedanțe.

Tabel 4.2 - Implementarea tehnicilor de adaptare pentru reducerea reflexiilor

Tehnică de adaptare	Proprietățile tehnicii de adaptare
	<b>Avantaje</b>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Utilizează un singur rezistor</li> <li>✓ Consumul de putere suplimentar este neglijabil</li> </ul>
	<b>Dezavantaje</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>– Poate fi utilizată numai dacă <math>R_s &gt; Z_L</math></li> <li>– <math>R_s</math> reduce marginea de imunitate la perturbații</li> <li>– Pentru factor de încărcare mare soluția duce la creșterea timpului de propagare pe linie</li> <li>– Stabilizează semnalul la intrarea în linie numai după doi timpi de propagare</li> </ul>



Tehnică de adaptare	Proprietățile tehnicii de adaptare
 	<p><b>Avantaje</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Elimină complet reflexiile</li> <li>✓ Poate fi utilizată pentru toate familiile logice</li> <li>✓ Poate fi utilizată și în cazul magistrelor</li> </ul> <p><b>Dezavantaje</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>– Reduce marginea de zgomot pentru circuitul care comandă linia</li> <li>– Crește consumul de putere de la sursa de alimentare</li> <li>– Nu poate fi utilizată pentru valori foarte mici ale impedanței de undă a liniei</li> </ul>
	<p><b>Avantaje</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Elimină complet reflexiile</li> <li>✓ Poate fi utilizată pentru toate familiile logice</li> <li>✓ Poate fi utilizată și în cazul magistrelor</li> </ul> <p><b>Dezavantaje</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>– Utilizează două rezistoare</li> <li>– Reduce marginea de zgomot pentru circuitul care comandă linia</li> <li>– Crește consumul de putere de la sursa de alimentare</li> </ul>
	<p><b>Avantaje</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Elimină consumul suplimentar în regim static de la sursa de alimentare</li> <li>✓ Elimină denivelarea care apare în regim static pentru nivelele logice</li> </ul> <p><b>Dezavantaje</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>– Utilizează două componente</li> <li>– Produce un fenomen de integrare a fronturilor semnalului transmis pe linie</li> </ul>

Dacă conexiunea este una foarte scurtă, astfel încât nivelele de tensiune să fie cvasiconstante între cele două capete ale conexiunii electrice, reflexiile nu se vor observa

sau efectul acestora poate să fie neglijat. Se impune astfel definirea unui criteriu prin care să putem determina când anume trebuie să fie adoptată una din tehnicile de adaptare.

Atât timp cât lungimea liniei de transmisie ( $len$ ) este de cel puțin 10 ori mai mică decât întinderea spațială a impulsului electric ( $len_{spațial\_impuls}$ ) nu vor fi prezente reflexii:

$$len < \frac{1}{10} \cdot len_{spațial\_impuls} = \frac{1}{10} \cdot (t_{r/f} \cdot v) \quad (4.35)$$

Ecuția (4.35) poate să fie rescrisă din punct de vedere a evoluției în timp, impunându-se ca timpul de deplasare pe linia de transmisie ( $T_D$ ) să fie de zece ori mai mic decât timpul de creștere ( $t_r$ ) sau coborâre ( $t_f$ ):

$$T_D < \frac{1}{10} \cdot t_{r/f} \quad (4.36)$$

Condițiile privind apariția reflexiilor pot fi mai lejere, în funcție de viteza de comutație a porților logice, de marginea de zgomot care le caracterizează, respectiv de importanța blocului digital analizat în raport cu funcționarea globală a sistemului din care face parte, [35].

## 4.5. Descrierea cuplajului cauzat de diafonie

Pe un PCB semnalele digitale se deplasează datorită undei electromagnetice. Liniile de câmp electric și magnetic se închid în general prin traseul care asigură calea de întoarcere, mai precis în cazul structurilor microstrip sau stripline prin planul de referință. Am afirmat că în "general", deoarece este posibil ca liniile de câmp electromagnetic să se închidă prin orice structură învecinată care prezintă o impedanță mai mică decât calea către traseul de referință.

Diafonia (engl.crosstalk) reprezintă cuplajul de energie de pe traseele (structurile) adiacente, care apare atunci când câmpurile electromagnetice (ce înconjoară structurile analizate) interacționează. În funcție de distanța dintre structuri și planul de masă este posibil ca liniile de câmp să se închidă mai puternic în structurile adiacente [30, 33, 35], Figura 4.17.

La o prima analiză suntem inclinați să considerăm diafonia ca fenomenul prin care un echipament ajunge să inducă zgomot în echipamentele învecinate afectând marginea de zgomot a acestora. Dacă inversăm rolurile și privim echipamentul analizat nu ca susceptori ci ca și victimă, constatăm că diafonia este de asemenea fenomenul care poate

determina ca un echipament să nu îndeplinească normele privind imunitatea la perturbații din exterior.

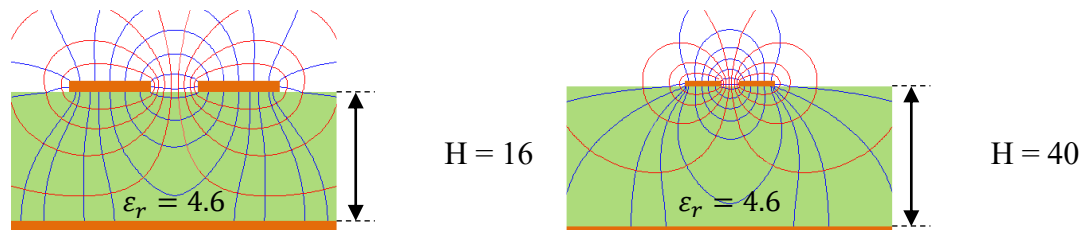


Figura 4.17 - Influența grosimii stratului izolator dintr-o structură microstrip asupra liniilor de câmp electric (albastru) și magnetic (roșu) - traseele din cele două figuri au aceleași dimensiuni (lățime și grosime), precum și aceeași spațiere, doar că sunt reprezentate la o altă scară (simulare realizată cu HyperLynx)

În același timp, fenomenul de diafonie poate să influențeze propria funcționare a echipamentului analizat. Cuplajului perturbator poate să apară fie între traseele unei magistrale paralele din cadrul echipamentului, fie între două blocuri funcționale aflate pe același echipament.

Datorită cuplajului creat se modifică impedanța caracteristică a traseelor și viteza de propagare a semnalelor, având următoarele efecte asupra semnalelor: sunt afectați timpii de comutație, timpii de stabilizare a semnalelor respectiv de menținerea a nivelului de semnal atunci când se realizează o transmisie de date. Se constată că fenomenul de diafonie este unul foarte important, care poate să influențeze toate cele trei puncte care definesc compatibilitatea electromagnetică. Cuplajul cauzat de diafonie are la bază liniile de câmp electric și magnetic care determină propagarea semnalelor pe liniile de transmisie formate din structuri microstrip sau stripline.

După cum se poate observa în Figura 4.17 liniile de câmp electric și cele magnetice nu se regăsesc doar în spațiul definit de traseul purtător de semnal și planul de masă (calea de întoarcere a semnalului) care definesc structura microstrip. O parte din liniile de câmp electric respectiv magnetic, cunoscute sub numele de linii de câmp de frângere, ajung să umple spațiul din jurul structurii formate de cele două trasee. Intensitatea liniilor de câmp scade o dată cu depărtarea față de traseul microstrip.

În cazul în care un traseu sau o structură de pe cablajul echipamentului ajunge să fie intersectată de liniile de câmp de frângere electric sau cuprinsă în câmpul de frângere magnetic, se vor induce în acestea tensiuni și curenți perturbatori. Pentru liniile de transmisie, propagarea liniilor de câmp electric și magnetic a fost modelată prin celule  $LC$ , formate din capacitatea și inductanța distribuită pe unitatea de lungime ce caracterizează

linia de transmisie. Tot prin intermediul structurilor  $LC$  se va modela și cuplajul datorat fenomenului de diafonie, cu mențiunea că se vor adăuga structuri care să modeleze liniile de câmp magnetic de frângere respectiv liniile de câmp de frângere electric [33].

Pentru modelarea curentului indus de liniile de câmp magnetic ( $\frac{\partial \Phi}{\partial t}$ ) care ajung să înconjoare traseul victimă din Figura 4.17, se adaugă structuri  $LC$  modelul inductanței mutuale distribuite pe unitatea de lungime, Figura 4.18.

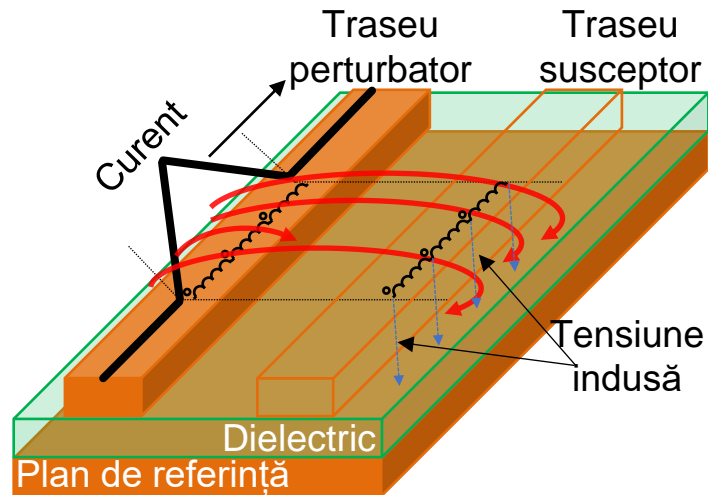


Figura 4.18 - Modelarea liniilor de câmp magnetic prin intermediul inductanței mutuale distribuite

Prin intermediul inductanței mutuale ( $L_m$ ) se va injecta o tensiune de zgomot în linia victimă ( $V_{L_m}$ ), tensiune proporțională cu viteza de variație a curentului prin traseul agresor ( $\frac{\partial I}{\partial t}$ ):

$$V_{L_m} [V] = L_m \cdot \frac{\partial I}{\partial t} \quad (4.37)$$

În ceea ce privește modelarea tensiunii induse în traseul susceptor datorită intersectării cu liniile de câmp electric ( $\frac{\partial Q}{\partial t}$ ) de frângere (Figura 4.17), se va realiza prin intermediul capacității mutuale distribuite pe unitatea de lungime, Figura 4.19. Modelul capacității mutuale ( $C_m$ ) va permite injectarea unui curent perturbator ( $I_{C_m}$ ), în modelul traseului victimă, curent proporțional cu viteza de variație a tensiunii de pe traseul perturbator ( $\frac{\partial V}{\partial t}$ ):

$$I_{C_m} [A] = C_m \cdot \frac{\partial V}{\partial t} \quad (4.38)$$

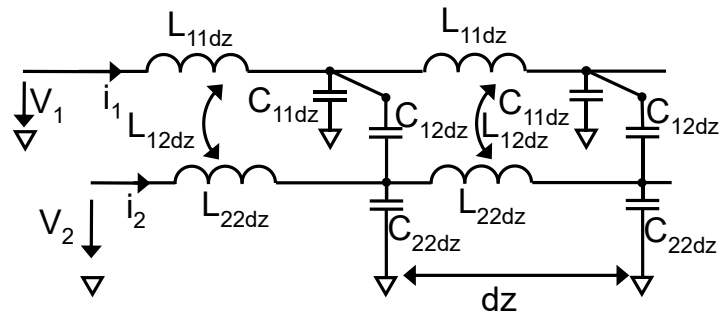


Figura 4.19 - Modelarea liniilor de câmp electric prin intermediul capacității mutuale distribuite

Odată ce zgomotul datorat fenomenului de diafonie este injectat în traseul victimă, acesta se va deplasa asemenea unui semnal printr-o linie de transmisie. Modelul echivalent cu celule LC pentru analiza fenomenului de diafonie se poate observa în Figura 4.20, unde:

- $L_{11dz}$  [nH] - inductanța proprie a traseului 1 pe secțiunea  $dz$  [mm],
- $L_{22dz}$  [nH] – inductanța proprie a traseului 2 pe secțiunea  $dz$  [mm],
- $L_{12dz}$  [nH] - inductanța mutuală care caracterizează cuplajul dintre traseul 1 și 2 pe secțiunea  $dz$  [mm],
- $C_{11dz}$  [nH] - capacitatea proprie a traseului 1 pe secțiunea  $dz$  [mm],
- $C_{22dz}$  [nH] - capacitatea proprie a traseului 2 pe secțiunea  $dz$  [mm],
- $C_{12dz}$  [nH] - capacitatea mutuală care caracterizează cuplajul dintre traseul 1 și 2 pe secțiunea  $dz$  [mm].

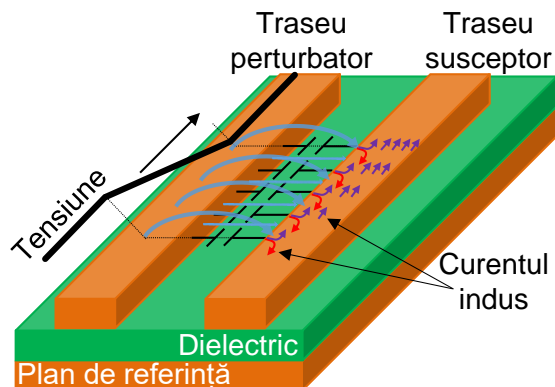


Figura 4.20 - Modelul echivalent pentru analiza fenomenului de diafonie pentru două trasee cuplate ( $L_{ii dz}$  - inductanța proprie a traseului  $i$  distribuită pe unitatea de lungime  $dz$ ,  $C_{ii dz}$  - capacitatea proprie a traseului  $i$  distribuită pe unitatea de lungime  $dz$ ,  $L_{ij dz}$  - inductanța mutuală dintre cele două trasee distribuită pe unitatea de lungime  $dz$ ,  $C_{ij dz}$  - capacitatea mutuală dintre cele două trasee distribuită pe unitatea de lungime  $dz$ )

În cazul structurilor mai complexe, cum ar fi o magistrală de date paralelă, traseele nu prezintă aceeași distanță față de traseul perturbator. Din acest motiv este nevoie să se determine valoarea capacității/inductanței mutuale pe unitatea de lungime între fiecare pereche de trasee pentru a putea aproxima nivelul perturbației pe structura analizată [35]. Aceste valori se pot obține prin introducerea structurilor ce se doresc a fi analizate în simulatoare de linii de câmp electromagnetic. Pachetele software specializate vor returna matricea inductanțelor/capacităților care caracterizează structura analizată, Figura 4.21.

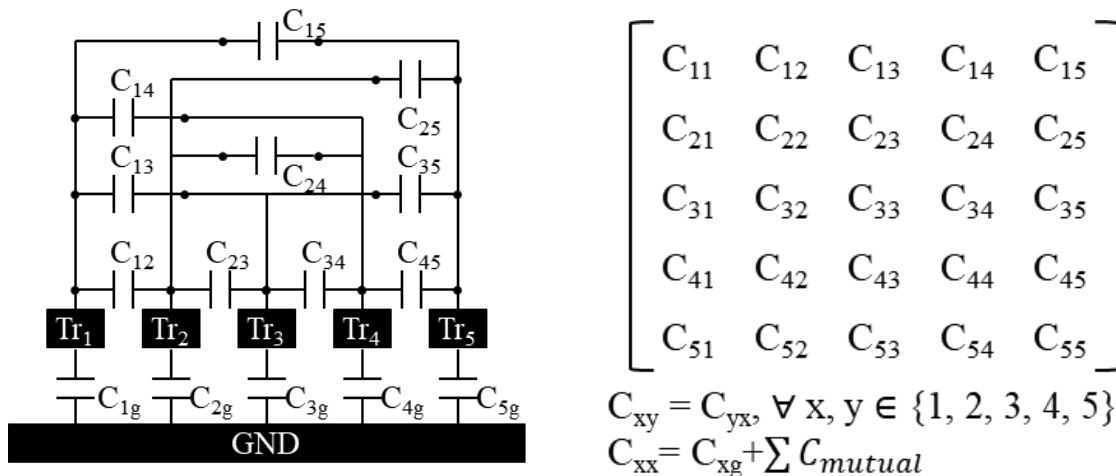


Figura 4.21 - Modelul Maxwell pentru matricea capacităților care caracterizează cuplajul capacitiv pentru o structură formată din cinci trasee

Trebuie menționat că există două standarde privind matricele returnate de pachetele de software ce simulează liniile de câmp electromagnetic: matrice SPICE sau Maxwell [35]. În cazul rezultatelor obținute sub formă de matrice SPICE, elementele de pe diagonala principală reprezintă capacitatea dintre fiecare traseu în parte față de planul de referință pe unitatea de lungime ( $C_{1g}$ ). Celelalte elemente din matrice reprezintă capacitatea mutuală dintre perechile de trasee ( $C_{xy} = C_{yx}, \forall x, y \in \{1, 2, 3, 4, \dots, n\}$ ,  $n$  - numărul de trasee cuplate) pe unitatea de lungime. În ceea ce privește matricea de inductanțe, se aplică aceleași principii pentru interpretarea valorilor returnate de pachetul software utilizat.

Comparativ cu o matrice SPICE, în cazul rezultatelor sub formă de matrice Maxwell, vor exista deosebiri doar în ceea ce privește matricea capacităților. Principala deosebire este dată de faptul că toate elementele, mai puțin cele de pe diagonala principală sunt negative [35, 41]. Din punct de vedere ingineresc capacități negative nu există. Rezultatele nu trebuie să fie contestate, valorile obținute datorându-se modului în care simulatoarele de câmp electromagnetic rezolvă ecuațiile lui Laplace. Soluția este să se ignore semnul negativ returnat de un astfel de software. Cea de a doua deosebire în cazul unei matrice a

capacităților de tip Maxwell este dată de valoarea elementelor de pe diagonala principală. În cazul matricei Maxwell pentru capacități, elementele de pe diagonala principală reprezintă capacitatea totală pe unitatea de lungime văzută de semnal atunci când se propagă pe traseul respectiv [35], Figura 4.21. În cazul matricei inductanțelor nu există deosebiri între cele două variante de soluții.

#### 4.6. Analiza perturbației cauzate de diafonie

Pentru a putea determina amplitudinea perturbației cauzate de diafonie, trebuie să ținem cont de modul în care semnalele se propagă pe o linie de transmisie. În timpul propagării unui semnal electric de la sursă (capătul apropiat al liniei de transmisie – near end) spre sarcină (capătul îndepărtat al liniei de transmisie – far end), semnalul electric va trebui să încarce cu energie fiecare capacitate respectiv inductanță distribuită care definesc linia de transmisie. Prin urmare în cazul traseelor cuplate prin diafonie, traseul perturbator, va genera zgomot în traseul victimă, prin intermediul capacității respectiv a inductanței mutuale distribuite care definesc cuplajul dintre cele două trasee. În timpul propagării sale, semnalul perturbator va injecta o tensiune perturbatoare (prin intermediul cuplajului inductiv) și respectiv un curent perturbator (prin intermediul cuplajului capacitiv).

În cazul curentului perturbator, datorat cuplajului capacitiv, acesta se va împărți în două, astfel încât jumătate din curent se va propaga spre capătul apropiat al liniei victimă, iar cealaltă jumătate către capătul îndepărtat [35]. Curentul de zgomot injectat se divide în cantități egale, deoarece privind spre ambele capete ale liniei de transmisie vede aceeași impedanță (impedanța caracteristică a liniei de transmisie), Figura 4.19. Prin intermediul inductanței mutuale se induce în traseul victimă o tensiune, care este proporțională cu variația curentului de pe traseul perturbator. Tensiunea electromagnetică indusă va vedea impedanța caracteristică a liniei de transmisie, generând astfel un curent asociat.

Conform legii cuplajului inductiv a lui Lenz, curentul generat în linia victimă va fi însoțit de un câmp magnetic care se va opune câmpului magnetic pe care l-a creat. Prin urmare față de traseul perturbator, sensul buclei de curent pe traseul victimă se deplasează în sens opus și anume de la calea de întoarcere spre traseul purtător, opunându-se sensului de propagare a semnalului de pe traseul perturbator [33, 35], Figura 4.22.

Odată creată bucla de curent perturbativ în traseul victimă, datorită inductanței mutuale, jumătate din curent se va îndrepta spre capătul apropiat, iar cealaltă jumătate spre capătul îndepărtat.

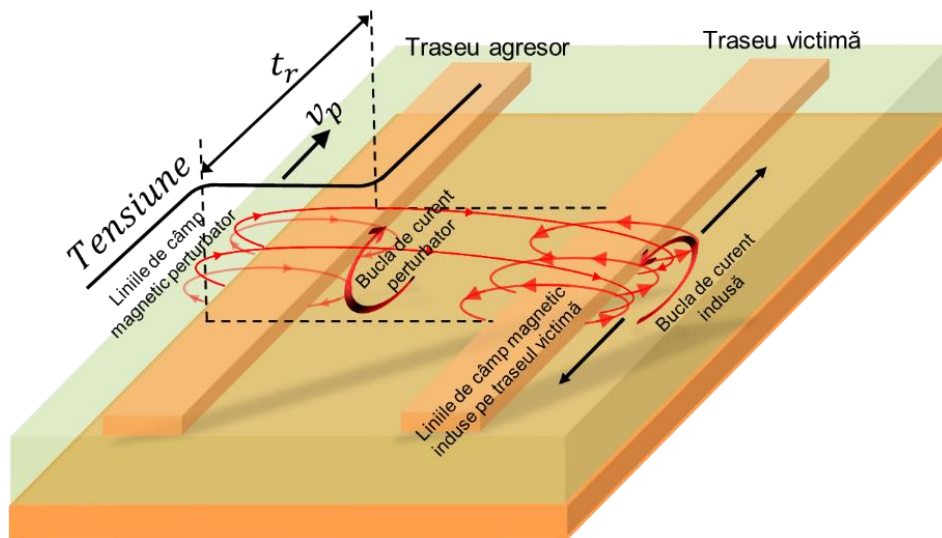


Figura 4.22 - Curentul injectat în linia victimă datorită cuplajului inductiv

La deplasarea semnalului perturbator spre capătul apropiat, sensul de deplasare este identic cu modul în care este generată bucla de curent perturbativ, Figura 4.22. Deoarece sensul de analiză a propagării este identic cu cel al buclei de curent, se poate face următoarea afirmație: curentul indus prin cuplaj inductiv este generat dinspre traseul purtător spre calea de întoarcere. Afirmația nu intră în contradicție cu legea lui Lenz enunțată anterior, deoarece sensul buclei de curent induse nu se schimbă, generând în continuare un câmp magnetic care se opune celui care l-a creat. Afirmația anterioară este utilă pentru a putea determina efectele cumulate datorită cuplajului capacitiv respectiv inductiv la capătul apropiat al liniei de transmisie victimă.

În ceea ce privește deplasarea celeilalte jumătăți din curentul indus, jumătatea care se deplasează spre capătul îndepărtat al traseului victimă (spre sarcină), bucla de curent are un sens care se opune direcției de analiză, fiind astfel generată dinspre calea de întoarcere spre traseul purtător. Curentul indus prin cuplaj inductiv și care se deplasează spre capătul îndepărtat, constatăm că este opus sensului în care este generat curentul de zgomot datorat cuplajului capacitiv. Prin urmare la capătul îndepărtat pe traseul victimă zgomotul total ajunge să se obțină prin scăderea efectelor celor doi curenți induși prin cuplaj capacitiv, respectiv inductiv. Pe baza celor menționate anterior se pot deduce următoarele ecuații pentru caracterizarea curenților perturbatori la cele două capete ale liniei de transmisie victimă [35]:



$$I_{cap\_apropiat} = I_{cap\_apropiat}(C_m) + I_{cap\_apropiat}(L_m) \quad (4.39)$$

$$I_{cap\_depărtat} = I_{cap\_depărtat}(C_m) - I_{cap\_depărtat}(L_m) \quad (4.40)$$

Transferul de zgomot de pe traseul agresor pe traseul victimă se realizează doar pe porțiunea delimitată de întinderea spațială a frontului de tensiune generat. Pe măsură ce acesta se deplasează de la intrarea liniei de transmisie agresor spre capătul îndepărtat, induce curenți care se deplasează spre capătul apropiat, respectiv îndepărtat al liniei de transmisie victimă. Se poate constata că perturbația de la capătul îndepărtat se propagă pe linia de transmisie victimă odată cu frontul semnalului perturbator, ajungând la sarcină după un timp de propagare ( $T_D$ ). Prin urmare această perturbație ajunge să devină tot mai mare pe măsură ce se apropie de capătul îndepărtat, deoarece energia injectată de frontul semnalului perturbator, în deplasarea sa, se acumulează. În ceea ce privește capătul apropiat, perturbația înaintea în sens opus frontului de pe traseul agresor. Această perturbație este vizibilă încă din momentul în care frontul semnalului perturbator apare la intrarea în linia perturbatoare. Pe măsură ce frontul de semnal de pe traseul agresor înaintea, perturbația generată pe traseul victimă se deplasează spre capătul apropiat. Ultimul nivel de perturbație este injectat în momentul în care frontul perturbator ajunge la sarcină ( $T_D$ ). Această perturbație va fi vizibilă la capătul apropiat după ce străbate în sens opus lungimea liniei de transmisie, fiind astfel vizibilă după  $2T_D$ , Figura 4.23.

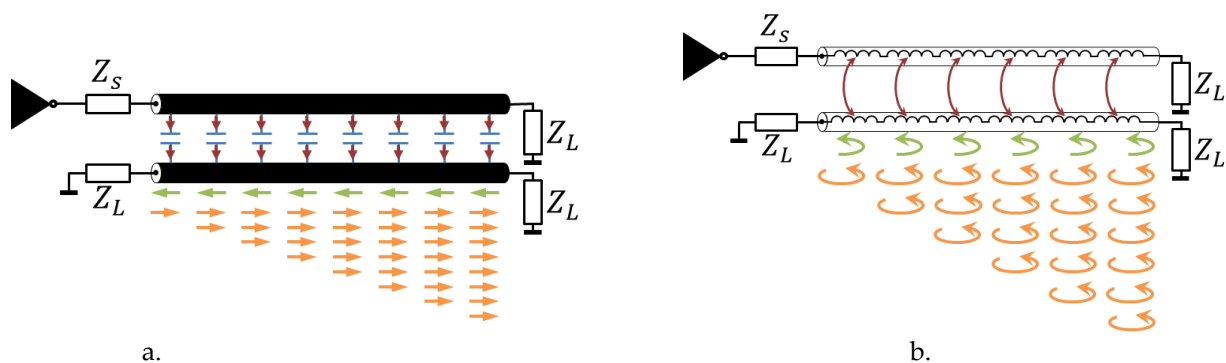


Figura 4.23 - Propagarea zgomotului indus prin fenomenul de diafonie: a. zgomotul indus prin cuplaj capacitiv, b. zgomotul indus prin cuplaj inductiv

În Figura 4.24 - Figura 4.26 se ilustrează modul în care se poate aproxima amplitudinea maximă, respectiv evoluția formei de undă a tensiunii induse pe traseul victimă la cele două capete, în funcție de:

- amplitudinea tensiunii perturbatoare:  $V_{intrare}$ ;
- timpul de creștere a semnalului perturbator:  $t_r$ ;

- lungimea celor două linii:  $l$ ;
- timpul de propagare:  $T_D$ ;
- inductanța lineică respectiv capacitatea lineică care caracterizează linia de transmisie în AC:  $L_M$  [nH/cm],  $C$  [pF/cm];
- inductanța mutuală lineică respectiv capacitatea mutuală lineică care caracterizează cuplajul dintre cele două linii:  $L_M$  [nH/cm],  $C_M$  [pF/cm].

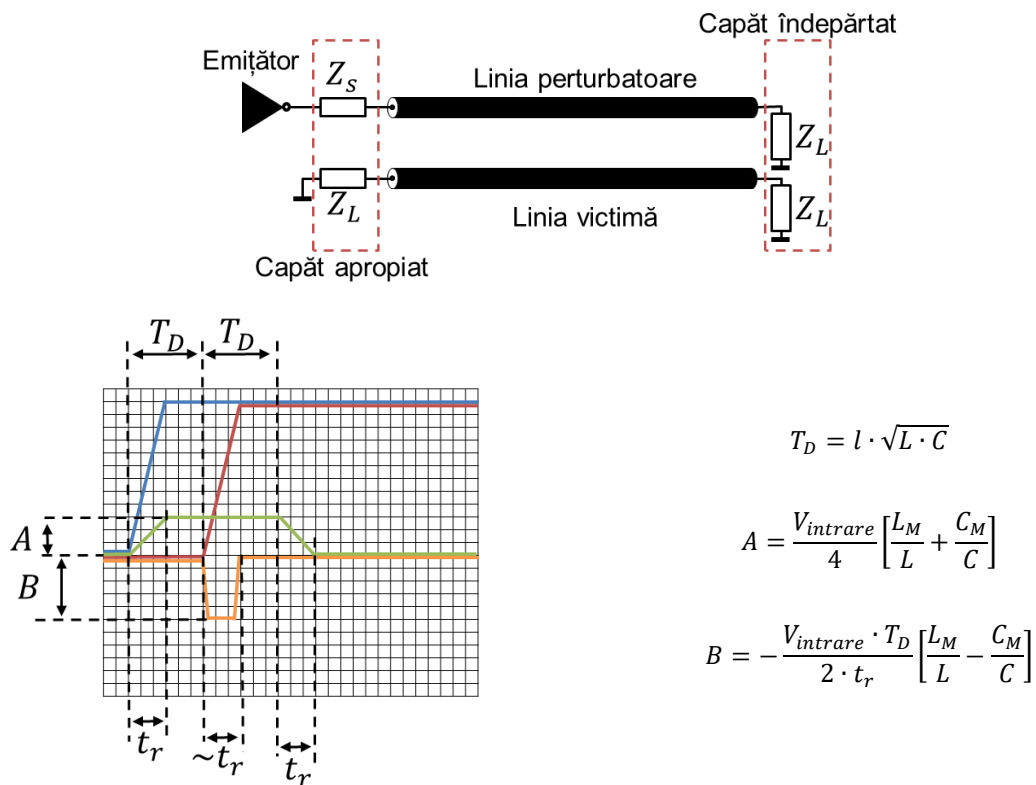


Figura 4.24 - Caracterizarea zgomotului pe linia victimă la capătul apropiat respectiv îndepărtat, când linia este adaptată la ambele capete

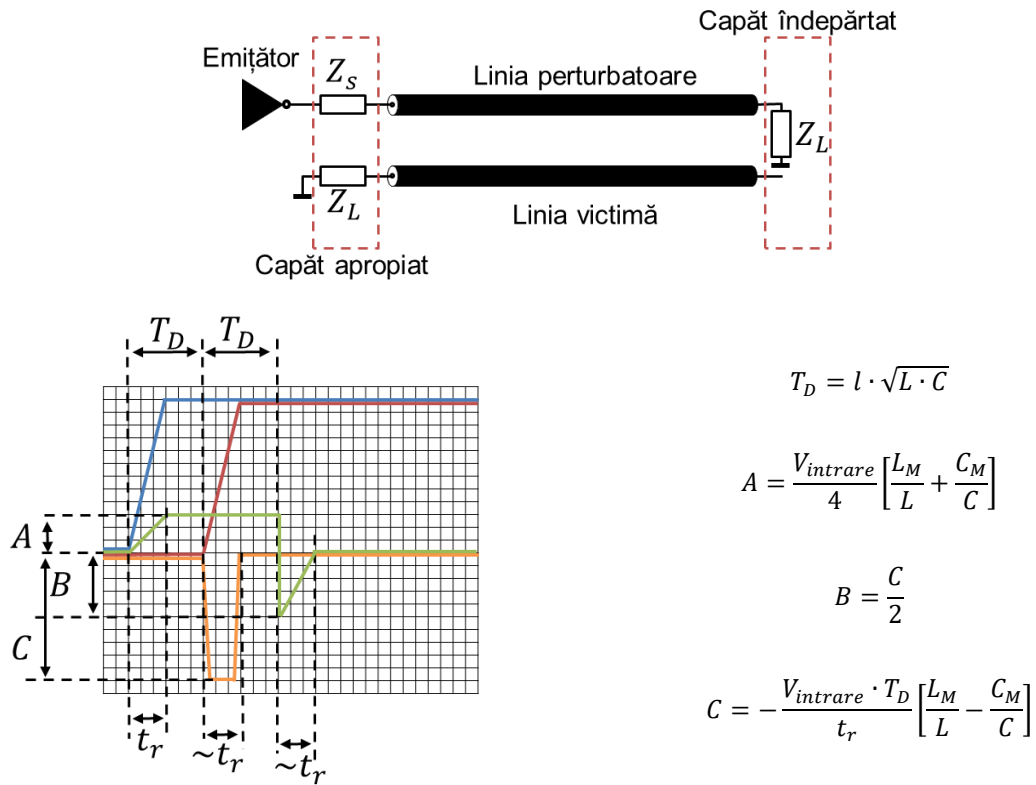


Figura 4.25 - Caracterizarea zgomotului pe linia victimă la capătul apropiat respectiv îndepărtat, când aceasta se termină în gol la capătul îndepărtat

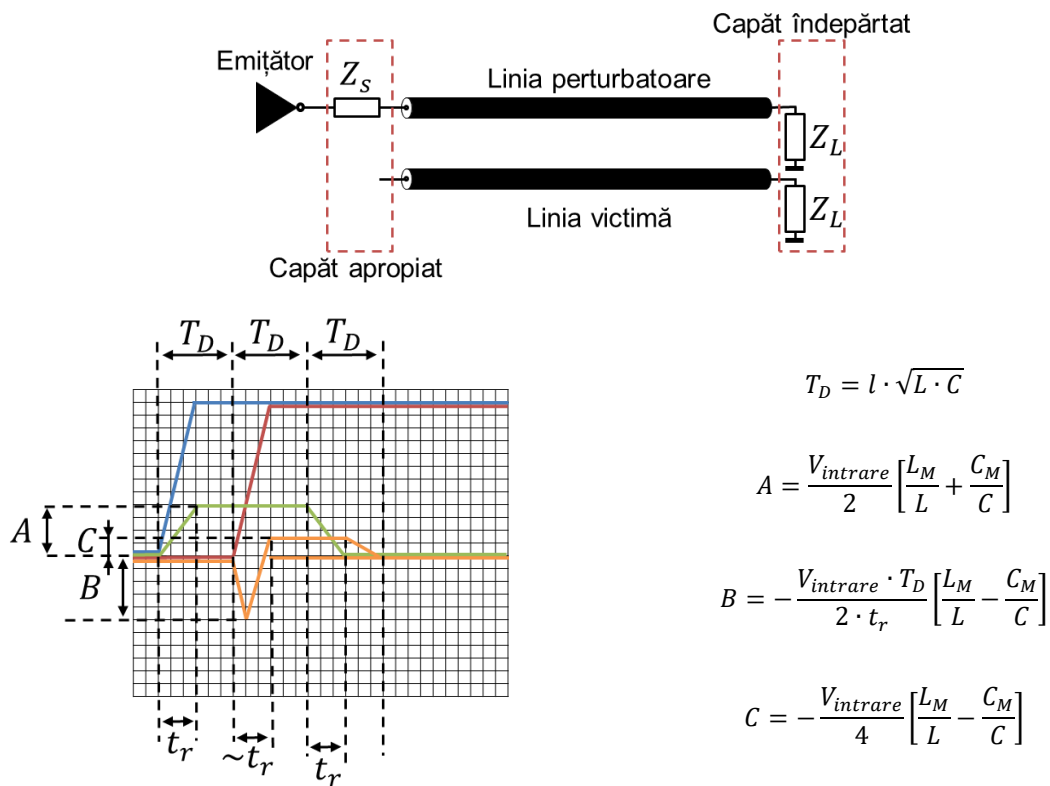


Figura 4.26 - Caracterizarea zgomotului pe linia victimă la capătul apropiat respectiv îndepărtat, când aceasta prezintă o dezadaptare de tip gol la capătul apropiat

Formulele folosite în evaluarea nivelelor de tensiune se pot aplica, doar dacă liniile sunt slab cuplate (doar o linie transmite semnal). De asemenea traseele au fost adaptate cel puțin la unul dintre capete, pentru a evita reflexiile multiple, simplificând astfel analiza. Formulele menționate au scopul doar de a ajuta în evaluarea rapidă a zgomotului care poate să apară datorită diafoniei. Din cauza complexității fenomenului de diafonie se recomandă ca acesta să fie evaluat prin analize SPICE.

Interacțiunea dintre liniile de câmp electric respectiv magnetic care apar în jurul unor trasee afectate de diafonie pot fi modelate prin intermediul capacităților mutuale respectiv inductanțelor mutuale dintr-o matrice SPICE. În funcție de tiparele de comutații care par la transmiterea datelor pe traseele cuplate prin diafonie, liniile de câmp electric respectiv magnetic vor interacționa între ele influențând impedanța instantanee văzută de semnal în propagarea sa, respectiv timpul de propagare. Pentru a evidenția acest aspect se va analiza un circuit format din două trasee microstrip simetrice, care au aceeași lungime fizică respectiv aceeași grosime în ceea ce privește dielectricul. În cazul circuitului format din cele două linii de transmisie, există două tipare de excitație, pentru care semnalele de la intrarea în linia de transmisie vor arăta identic și la ieșirea din linia de transmisie:

- excitație de mod comun, traseele comută în aceeași direcție: ( $\uparrow \uparrow$ ), ( $\downarrow \downarrow$ );
- excitație de mod diferențial, traseele comută în direcții opuse: ( $\uparrow \downarrow$ ), ( $\downarrow \uparrow$ ).

Aplicarea la intrarea celor două trasee cuplate (simetrice) a unor forme de undă care comută în același sens va determina apariția modului comun de propagare pe perechea de linii cuplate, Figura 4.27 a. Pentru aceleași două trasee, aplicarea unui tipar de comutație diferențial (forme de undă care au tranziții opuse), determină apariția modului diferențial de propagare pe perechea de linii cuplate, Figura 4.27 b.

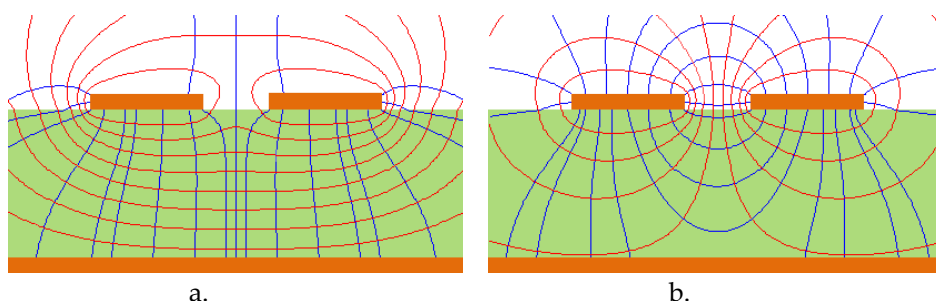
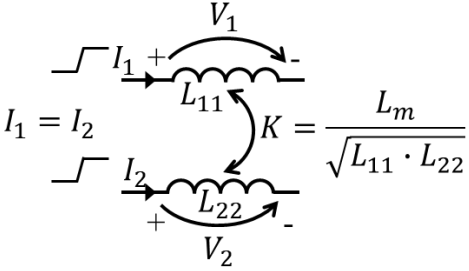
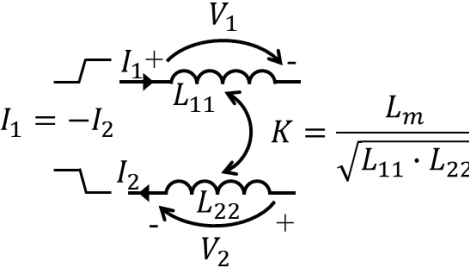
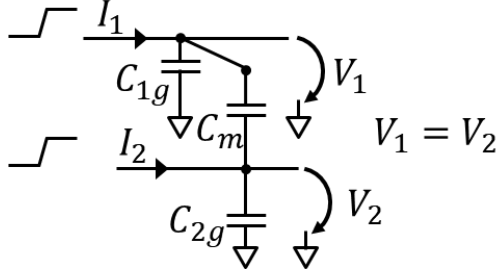
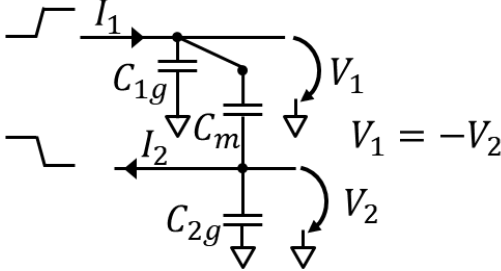


Figura 4.27 - Interacțiunea dintre liniile de câmp electric respectiv magnetic pentru două trasee cuplate prin diafonie atunci când traseele sunt excitate cu un tipar: a – de mod comun, b – de mod diferențial

Modurile de propagare sunt tipare de comutație, care determină în cazul liniilor de transmisie simetrice ca formele de undă de la intrarea în liniile să apară nedistorsionate de-a lungul liniei de transmisie. Numărul de moduri de comutație pentru care semnalele se vor propaga nedistorsionat este dat de numărul de trasee cuplate [35].

O analiză a modurilor de propagare pentru două trasee cuplate prin diafonie, Tabel 4.3, scoate în evidență impactul pe care îl are interacțiunea dintre liniile de câmp electric și magnetic al celor două linii cuplate asupra impedanței instantanee văzute de semnal respectiv a timpului de propagare. După cum se poate observa diafonia are un impact nu doar asupra nivelului semnalelor recepționate, dar și a timpului de propagare, astfel încât poate să afecteze timpii de stabilizare respectiv de menținere a nivelului de tensiune impuși pentru a se realiza o citire corectă a datelor transmise. Această variație prezentă în evoluția semnalelor la receptor se va corela și cu variația de jitter a semnalului de ceas, în cazul în care transmisia este una sincronă.

Tabel 4.3 - Nivelele de tensiune de-a lungul liniei de transmisie în timpul propagării saltului de tensiune în momentul conectării bateriei la circuit

Excitație de mod comun	Excitație de mod diferențial
	
$V_1 = L_{11} \frac{\partial I_1}{\partial t} + L_m \frac{\partial I_2}{\partial t} = (L_{11} + L_m) \frac{\partial I_1}{\partial t}$ $V_2 = L_{22} \frac{\partial I_2}{\partial t} + L_m \frac{\partial I_1}{\partial t} = (L_{22} + L_m) \frac{\partial I_2}{\partial t}$ <p>Deoarece <math>L_{11} = L_{22} \Rightarrow L_{mod.com} = L_{11} + L_m = L_{11} + L_{12}</math></p>	$V_1 = L_{11} \frac{\partial I_1}{\partial t} + L_m \frac{\partial (-I_2)}{\partial t} = (L_{11} - L_m) \frac{\partial I_1}{\partial t}$ $V_2 = L_{22} \frac{\partial I_2}{\partial t} + L_m \frac{\partial (-I_1)}{\partial t} = (L_{22} - L_m) \frac{\partial I_2}{\partial t}$ <p>Deoarece <math>L_{11} = L_{22} \Rightarrow L_{mod.dif} = L_{11} - L_m = L_{11} - L_{12}</math></p>
	
$I_1 = C_{1g} \frac{\partial V_1}{\partial t} + C_m \frac{\partial (V_1 - V_2)}{\partial t} = C_{1g} \frac{\partial V_1}{\partial t}$ $I_2 = C_{2g} \frac{\partial V_2}{\partial t} + C_m \frac{\partial (V_2 - V_1)}{\partial t} = C_{2g} \frac{\partial V_2}{\partial t}$	$I_1 = C_{1g} \frac{\partial V_1}{\partial t} + C_m \frac{\partial (V_1 - V_2)}{\partial t} = (C_{1g} + 2C_m) \frac{\partial V_1}{\partial t}$ $I_2 = C_{2g} \frac{\partial V_2}{\partial t} + C_m \frac{\partial (V_2 - V_1)}{\partial t} = (C_{2g} + 2C_m) \frac{\partial V_2}{\partial t}$

Excitație de mod comun	Excitație de mod diferențial
$C_{mod\_com} = C_{1g} = C_{11} - C_m = C_{11} - C_{12}$	$C_{mod\_dif} = C_{1g} + 2C_m = C_{11} + C_{12}$
$Z_{mod\_com} = \sqrt{\frac{L_{mod\_com}}{C_{mod\_com}}} = \sqrt{\frac{L_{11} + L_{12}}{C_{11} - C_{12}}} > Z_{linie} > Z_{mod\_dif} = \sqrt{\frac{L_{mod\_dif}}{C_{mod\_dif}}} = \sqrt{\frac{L_{11} - L_{12}}{C_{11} + C_{12}}}$	
$T_{D\_mod\_com} = \sqrt{L_{mod\_com} \cdot C_{mod\_com}} > T_{D\_linie} > T_{D\_mod\_dif} = \sqrt{L_{mod\_dif} \cdot C_{mod\_dif}}$	
$v_{p\_mod\_com} = \frac{lungime}{T_{D\_mod\_com}} < v_{p\_linie} = \frac{lungime}{T_{D\_linie}} < v_{p\_mod\_diff} = \frac{lungime}{T_{D\_mod\_diff}}$	

Variațiile în ceea ce privește timpul de propagare pe liniile de transmisie văzute de semnale când liniile sunt excitate în modurile de comutație există doar în cazul traseelor microstrip. În cazul acestui tip de traseu unda electromagnetică nu vede un mediu uniform.

O parte din liniile de câmp se propagă prin dielectricul care separă traseul purtător de calea de întoarcere (planul de masă sau alimentare), pe când o parte din linii se propagă schimbă mediul, ajungând să se propage și prin aer, Figura 4.27. Schimbarea mediului este cea care determină ca produsul dintre inductanța și capacitatea totală văzută de semnal să nu fie constantă de la un mod de propagare la altul.

În cazul structurilor de trasee cu impedanță controlată la care mediul este omogen (stripline, microstrip îngropat), nu mai apar variații în timpul de propagare. Totuși și aceste structuri vor prezenta variații în ceea ce privește impedanța văzută de semnale atunci când se aplică un tipar de comutație.

## Capitolul 5: SCENARII ANALIZATE

1. Pe un radiator ( $R_{thRA} = 0.5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ ) se plasează doi tranzistori de putere:  $Q_1$  - NPN (MJF31C) și  $Q_2$  - PNP (MJF32C). Cei doi tranzistori disipă în timpul funcționării următoarele puteri:  $P_{T1} = 7 \text{ W}$  și  $P_{T2} = 5 \text{ W}$ . Montajul tranzistorilor pe radiator se realizează astfel încât  $R_{thCR} = 0.5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$ . Temperatura ambientală are o valoare maximă de  $75^\circ\text{C}$ .
- Calculați temperaturile pe joncțiunile celor doi tranzistori ( $T_{J,T1}, T_{J,T2}$ ). Sunt cei doi tranzistori capabili să funcționeze corect?
  - Cum se schimbă temperaturile pe joncțiunile celor doi tranzistori dacă  $P_{T1} = 12 \text{ W}$ ?

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	100	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB}$	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	5.0	Vdc
Collector Current Unclamped Inductive Load Energy (Note 1)	$I_C$	3.0 5.0	Adc
Base Current	$I_B$	1.0	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	28 0.22	W W/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	2.0 0.016	W W/ $^\circ\text{C}$
Unclamped Inductive Load Energy (Note 1)	E	32	mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{sig}$	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JC}$	62.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	4.46	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Figura 5.1 - Specificațiile termice pentru cei doi tranzistori în capsulă TO-220

Pe baza modelului termic-electric echivalent, Figura 5.2, se poate scrie următoarea relație:

$$P_{T1} + P_{T2} = \frac{T_r - T_a}{R_{th\_RA}} \quad (5.1)$$

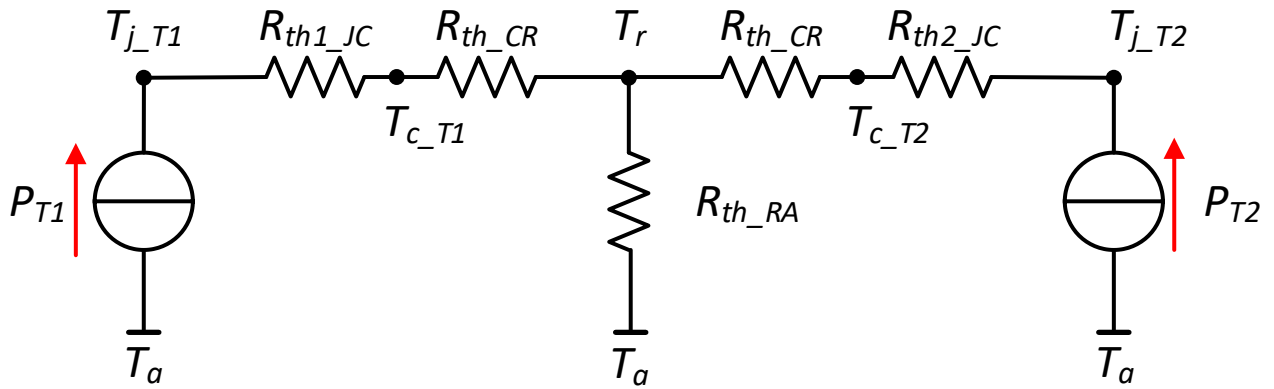


Figura 5.2 - Modelul termic-electric echivalent pentru două tranzistoare montate pe un radiator

În ecuația (5.1) necunoscuta este temperatura pe radiator:

$$T_r = (P_{T1} + P_{T2}) \cdot R_{th_{RA}} + T_a = (7W + 5W) \cdot 0.5 \text{ } ^\circ\text{C}/W + 75^\circ\text{C} = 81^\circ\text{C} \quad (5.2)$$

Cunoscând temperatura pe radiator, ca urmare a cuplajului termic dintre cele două dispozitive de putere, se poate calcula mai departe temperatura pe joncțiunea tranzistoarelor. De exemplu pentru primul tranzistor se poate folosi următoarea ecuație:

$$T_{j\_T1} = P_{T1} \cdot (R_{th1\_JC} + R_{th\_CR}) + T_r \quad (5.3)$$

În ecuația (5.3) avem două necunoscute: temperatura pe joncțiunea tranzistorului respectiv rezistența termică dintre joncțiune și capsulă. În ceea ce privește rezistența termică ( $R_{th1\_JC}$ ) acesta poate fi determinată pe baza informațiilor din foaia de catalog (Figura 5.1 - Specificațiile termice pentru cei doi tranzistori în capsulă TO-220) și prin intermediul ecuației (1.7):

$$R_{th1\_JC} = \frac{T_{j\_max} - 25^\circ\text{C}}{P_{D@25^\circ\text{C}}} = \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{28W} = 4.46 \text{ } ^\circ\text{C}/W \quad (5.4)$$

Rezultatul ecuației (5.3) este:

$$T_{j\_T1} = 7W \cdot (4.46 \text{ } ^\circ\text{C}/W + 0.5 \text{ } ^\circ\text{C}/W) + 81^\circ\text{C} = 115.72^\circ\text{C} \quad (5.5)$$

Aplicând aceiași pași se poate determina și temperatura pe joncțiunea celui de al doilea tranzistor:

$$T_{j\_T2} = 5W \cdot (4.46 \text{ } ^\circ\text{C}/W + 0.5 \text{ } ^\circ\text{C}/W) + 81^\circ\text{C} = 105.8^\circ\text{C} \quad (5.6)$$

Prin urmare răspunsul la subpunctul a. este că cei doi tranzistori vor funcționa corect din punct de termic, temperaturile pe joncțiune fiind mai mici decât temperatura maximă



acceptată conform foii de catalog, existând chiar un interval de protecție care să prevină ambalarea termică.

În cazul subpunctului b., puterea pe unul dintre tranzistoare ajunge să crească, ceea ce va determina o creștere a temperaturii pe radiator, și implicit prin intermediul cuplajului termic creșterea temperaturii pe joncțiunile ambilor tranzistori. Introducând noile valori în ecuația (5.2) se obține o temperatură pe radiator de 83.5°C.

Folosind noua valoare în ecuația (5.5) în care se actualizează și puterea disipată de tranzistor, obținem o temperatură pe joncțiunea tranzistorului de 143.02°C. Cu toate că valoarea obținută este mai mică decât valoarea maximă tolerată de dispozitiv, această valoare este mai mare de 90% din  $T_{j,max}$ , ceea ce înseamnă că la modificări în ceea ce privește temperatura ambientală sau parametri electrici ai tranzistorului există riscul să ajungem în ambalare termică. În ceea ce privește cel de al doilea tranzistor și temperatura acestuia pe joncțiune crește la 108.3°C, dar acesta se află în continuare într-o funcționare corectă.

- Determinați dacă o capsulă TO 263 poate disipa 15 W, atunci când se aplică un tren de impulsuri cu o perioadă de 10 ms și un factor de umplere de 10%, iar temperatura ambientală este de 40°C.

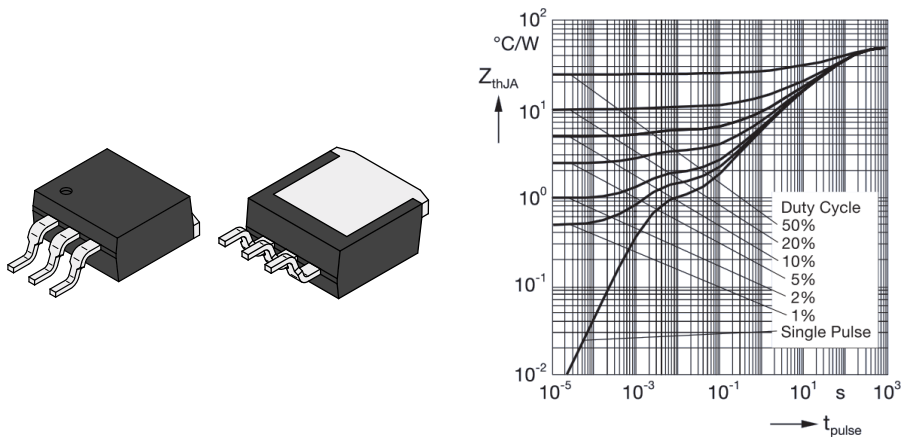


Figura 5.3 - Impedanța termică pentru capsula TO 263

Pentru a determina dacă dispozitivul de putere va funcționa corect pentru regimul de comutație specificat, trebuie să deducem impedanța termică pe baza foii de catalog, Figura 5.3. Pentru a putea determina impedanța termică pentru regim tranzitoriu, pe lângă informația pentru factorul de umplere avem nevoie să știm și durata în timp pentru care

se aplică puterea de 15 W. Acest parametru poate fi obținut din ecuația factorului de umplere:

$$D_c = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{T_{ON}}{T_{Perioadă}} \Rightarrow T_{ON} = D_c \cdot T_{Perioadă} = 10\% \cdot 10 \text{ ms} = 1 \text{ ms} \quad (5.7)$$

Cunoscând durata impulsului și valoarea factorului de umplere se poate citi de pe graficul din valoarea impedenței termice:  $Z_{thJA} = 5 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ .

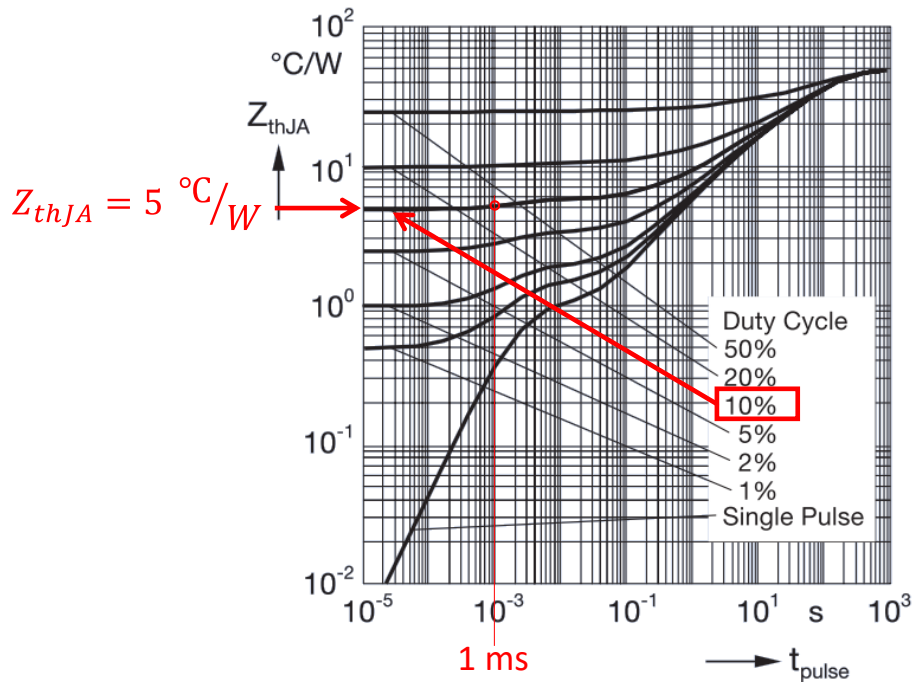


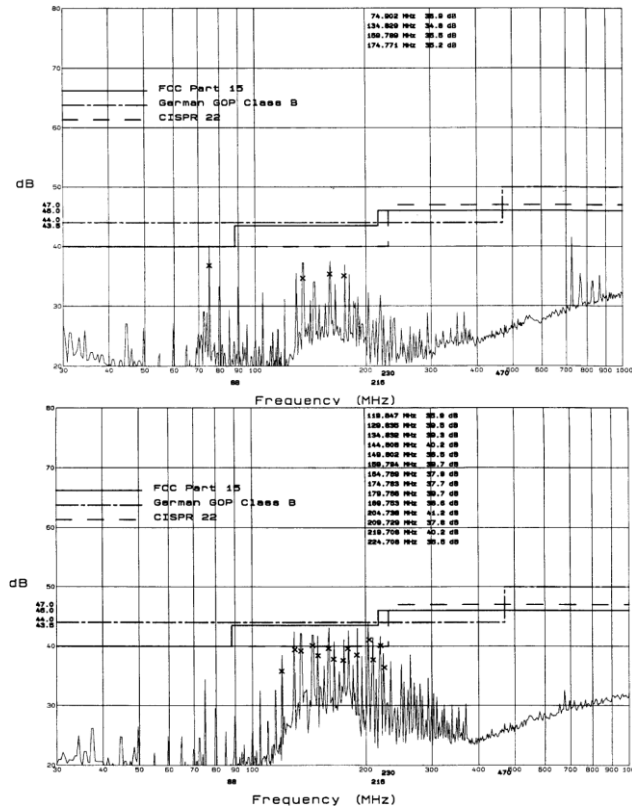
Figura 5.4 - Impedanța termică pentru regimul de funcționare

Având informații despre impedanța termică se poate calcula în acest moment temperatura de pe joncțiune:

$$T_j = P_d * Z_{thJA} + T_A = 15\text{W} * 5 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W} + 40^\circ\text{C} = 115^\circ\text{C} \quad (5.8)$$

3. Descrieți mecanismul prin care conexiunea la rețeaua de alimentare națională poate să producă emisii radiate și emisii conduse. Dați un exemplu în care o radiație condusă generează interferență electromagnetică prin transformarea într-o radiație emisă.
4. Folosind ecuațiile (2.7) și (2.9) determinați cum arată forma de undă în cazul unei conexiuni caracterizată de o lungime  $L = \lambda / 2$ . Să se repete analiza pentru următoarele situații:  $L = \lambda / 10$ ,  $L = \lambda / 20$ ,  $L = \lambda / 100$ . Cum se schimbă rezultatele dacă viteza de deplasare a undei nu mai este cea a luminii în vid?

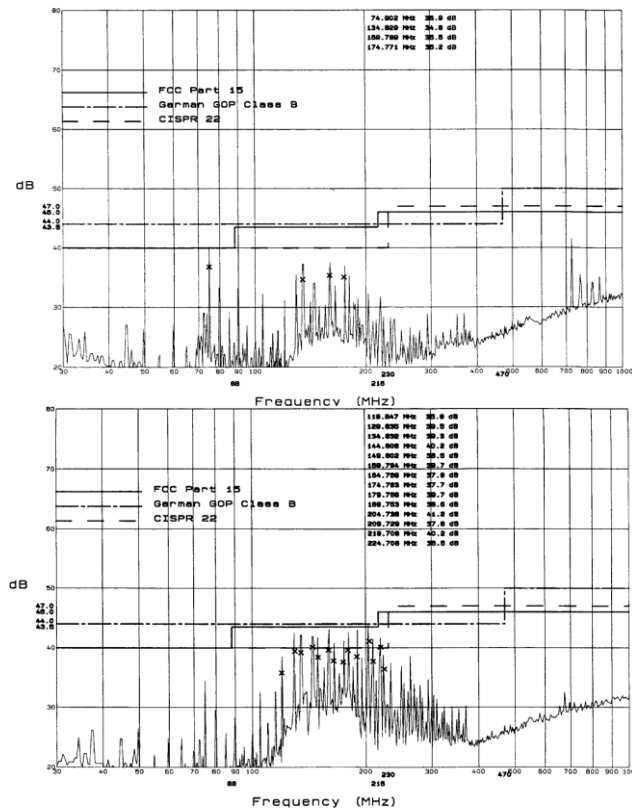
5. Determinați pentru următoarele situații care este sursa generatoare de semnal, canalul de transmisie pe care se pot cupla perturbații electromagnetice și receptorul semnalului de la sursă:
- a. Transmisia radio AM către urechea umană;
  - b. Transmisia TV către ochiul uman;
  - c. Identificarea avioanelor de pe un obiectiv radar;
  - d. Alimentarea cu tensiune a unui aparat de aer condiționat;
  - e. Transmisia de date digitale către o imprimantă;
  - f. Interferența dintre un transmițător radar și un calculator;
  - g. Interferența dintre sistemul de aprindere a unui mașii și sistemul radio din aceasta;
  - h. Interferența dintr-un sistem radio datorat fulgerelor.
6. În figurile de mai jos (Figura 5.5 și Figura 5.6) sunt prezentate rezultatele experimentale pentru radiațiile conduse și emise de către un echipament alimentat de la rețeaua națională. Echipamentul supus testelor are o sursă internă de tensiune în comutație ce lucrează la frecvența de  $45\text{ kHz}$ . Analizați rezultatele prezentate scoțând în evidență problemele din funcționarea echipamentului.



a.

b.

Figura 5.5 - Nivelul măsurat al perturbațiilor radiate: (a) - pe verticală, (b) - pe orizontală



a.

b.

Figura 5.6 - Nivelul măsurat al perturbațiilor conduse: (a) - pe fază, (b) - pe neutru

7. Echipamentul electric din Figura 5.7 este testat pentru certificare Clasa B – FCC privind radiațiile emise. Distanța dintre echipamentul testat și antenă este de 6 m. Analizatorul spectral este conectat la antenă prin intermediul a 9 m de cablu coaxial (RG58U), care prezintă o atenuare de  $4.4 \text{ dB}/30\text{m}$ . La frecvența de 100 MHz, antena oferă la ieșire un nivel de tensiune de 6.3 V pentru fiecare 1V/m de câmp electromagnetic incident. Dacă analizatorul spectral indică un nivel de  $53 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$  la 100 MHz, cât este intensitatea câmpului electric la antenă? Determinați dacă echipamentul trece sau nu normele impuse de FCC pentru radiații emise unui echipament din Clasa B?

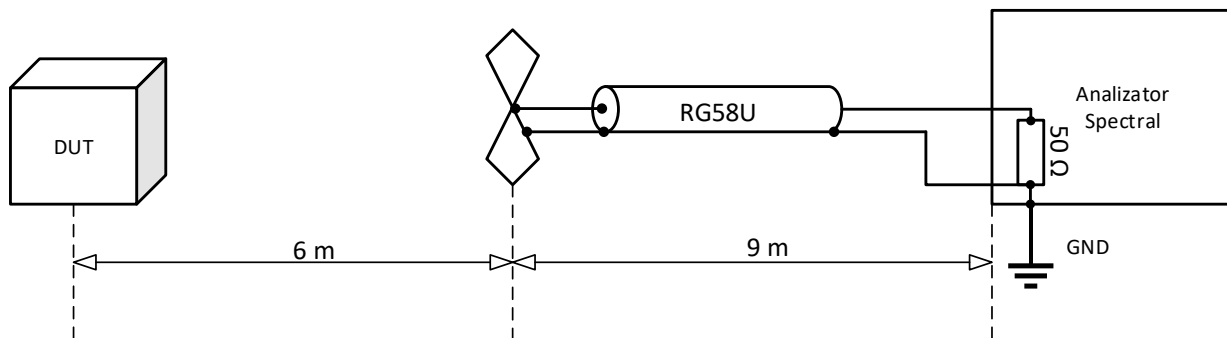


Figura 5.7 - Echipament supus testelor pentru perturbații radiate

8. Pe un PCB este creată o buclă de curent de formă rectangulară de  $1 \text{ cm} \times 1 \text{ cm}$ . Prin bucla creată se propagă un curent de  $100 \text{ mA}$  la o frecvență de  $50 \text{ MHz}$ . Cât este intensitatea câmpului electric la o distanță de  $3 \text{ m}$ ? Îndeplinește PCB-ul analizat condițiile impuse de FCC privind nivelul perturbațiilor radiate echipamentelor din Clasa B?
9. Determinați cum variază intensitatea câmpului magnetic ( $H_{\theta}$ ) și a câmpului electric ( $E_{\phi}$ ) cu distanța (reprezentare dublu logaritmic) pentru o antenă de tip dipol magnetic. Punctul de analiză este amplasat la un unghi  $\theta = 90^{\circ}$ .
10. Determinați cum variază impedanța de undă pentru o antenă de tip dipol magnetic cu distanța.
11. Pentru un curent cu frecvența de  $300 \text{ MHz}$ , determinați cât de mare este diferența în defazaj între componentele de câmp electric măsurate la  $r = 1000 \text{ m}$ , respectiv  $r' = 1000.5 \text{ m}$ .
12. Printr-un cablu de tip panglică format din două fire cu un diametru de  $0.321 \text{ mm}$  ( $28 \text{ AWG}$ ), lung de un  $1 \text{ m}$  și o distanță între fire de  $50 \text{ mils}$  trece un curent cu frecvența de  $30 \text{ MHz}$ . Cât trebuie să fie valoarea curentului de mod diferențial ( $I_D$ ) astfel încât să

fie îndeplinită condiția impusă radiațiilor emise pentru un echipament din Clasa B de către FCC ( $40 \text{ dB}_{\mu\text{V}/\text{m}}$  sau  $100 \text{ } \mu\text{V}/\text{m}$  la  $30 \text{ MHz}$  măsurat la  $3 \text{ m}$ )?

13. În cazul curenților de mod diferențial am menționat că intensitatea maximă se atinge pentru un unghi  $\phi = 0^\circ$  sau  $180^\circ$ . Pe baza ecuației (3.43) determinați care este impactul unghiului  $\phi$  asupra curenților de mod comun.
14. Printr-un cablu de tip panglică format din două fire cu un diametru de  $0.321 \text{ mm}$  ( $28 \text{ AWG}$ ), lung de un  $1 \text{ m}$  și o distanță între fire de  $50 \text{ mils}$  trece un curent cu frecvența de  $30 \text{ MHz}$ . Cât trebuie să fie valoare curentului de mod comun ( $I_C$ ) astfel încât să fie îndeplinită condiția impusă radiațiilor emise pentru un echipament din Clasa B de către FCC ( $40 \text{ dB}_{\mu\text{V}/\text{m}}$  sau  $100 \text{ } \mu\text{V}/\text{m}$  la  $30 \text{ MHz}$  măsurat la  $3 \text{ m}$ )?
15. Semnalul de ceas pentru un circuit integrat este rutat prin intermediul a două trasee lungi de  $20 \text{ cm}$  cu o distanță între ele de  $50 \text{ mils}$  ( $1 \text{ inch} = 1000 \text{ mils} = 2.54 \text{ cm}$ ). Semnalul de ceas are o frecvență de  $100 \text{ MHz}$  ( $T = 100 \text{ ns}$ ), un factor de umplere de  $50\%$  ( $\tau = T/2$  - durata impulsului) și un timp de creștere  $\tau_r = 1 \text{ ns}$ . Determinați în ce domeniu de frecvențe se concentrează perturbațiile determinate de curenții de mod diferențial. Reluați exercițiul, dar pentru curenții de mod comun. (Notă: curentul de ceas trapezoidal din punct de vedere spectral are anvelopa din Figura 5.8.)

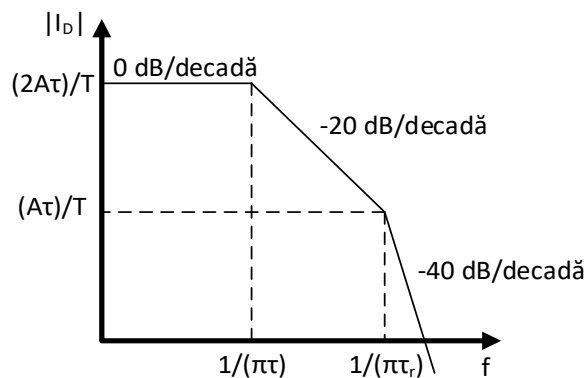
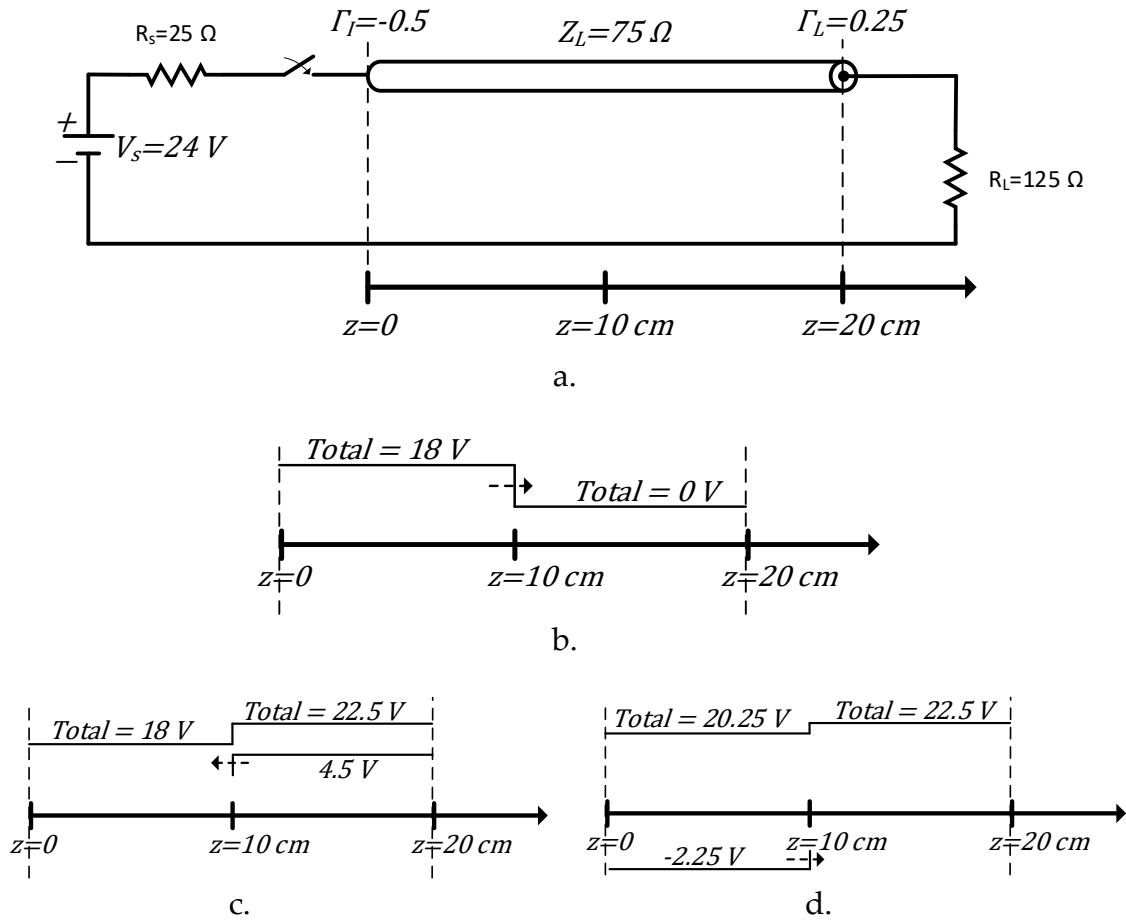


Figura 5.8 - Reprezentarea spectrală a componentelor spectrale pentru un curent trapezoidal

16. La intrarea circuitului din Figura 5.9, la momentul de timp  $t = 0 \text{ s}$  se aplică un semnal de  $V_S = 24 \text{ V}$  de la o baterie cu o rezistență internă de  $0 \text{ } \Omega$ . Linia de transmisie, prin intermediul căreia bateria este conectată la sarcina  $R_L$  ( $125 \text{ } \Omega$ ), are o lungime  $len = 20 \text{ cm}$  și o impedanță caracteristică  $Z_L = 75 \text{ } \Omega$ . Viteza de propagare a undei electromagnetice prin linia de transmisie este de  $v = 20 \text{ cm}/\text{ns}$ . Reprezentați evoluția

tensiunilor pe linia de transmisie pentru  $z = 0$ ,  $z = \frac{len}{2}$  respectiv  $z = len$  pe intervalul



de timp  $0 \leq t \leq 9T_D$ .

Figura 5.9 - Exemplu de circuit în scopul ilustrării formelor de undă care apar la intrarea, respectiv ieșirea unei linii lungi în momentul aplicării unui salt de tensiune

Factorul de reflexie la capătul îndepărtat ( $z = len = 20 \text{ cm}$ ) are următoarea valoare:

$$\Gamma_L = \frac{125 \Omega - 75 \Omega}{100 \Omega + 75 \Omega} = 0.25 \quad (5.9)$$

, iar în ceea ce privește capătul apropiat ( $z = 0$ ), factorul de reflexie din acest punct are următoarea valoare:

$$\Gamma_I = \frac{25 \Omega - 75 \Omega}{25 \Omega + 75 \Omega} = -0.5 \quad (5.10)$$

Timpul de propagare pe linia de transmisie se determină aplicând ecuația (2.1):

$$T_D = \frac{len}{v} = \frac{20 \text{ cm}}{20 \frac{\text{cm}}{\text{ns}}} = 1 \text{ ns} \quad (5.11)$$

La momentul de timp  $t = 0$  s bateria este conectată la circuit, generând un salt de tensiune instantaneu de la  $0$  V la  $24$  V. Înainte de aplicarea acestui impuls, tensiunea pe linia de transmisie și respectiv pe sarcină era de  $0$  V. După ce se realizează saltul de tensiune, nivelul de tensiune de  $24$  V este menținut de baterie la intrarea circuitului.

Deoarece rezistența de ieșire a bateriei este de  $25 \Omega$ , tensiunea de la capătul apropiat al liniei de transmisie pe intervalul de timp  $0 \leq t < 2T_D$  se evaluează conform ecuației (4.17):

$$V_{cap\_apropiat}(t) = V_{inc} \left( t - \frac{0 \text{ cm}}{v} \right) = \frac{Z_C}{R_S + Z_C} V_S(t) = \frac{75 \Omega}{25 \Omega + 75 \Omega} 24 \text{ V} = 18 \text{ V} \quad (5.12)$$

Unda electromagnetică ajunge la mijlocul liniei de transmisie ( $z = \frac{len}{2} = 10 \text{ cm}$ ) după  $0.5 \text{ ns}$ , unde impune un nivel de tensiune asemănător cu cel de la capătul apropiat, Figura 5.9 b.

După un timp de propagare saltul de tensiune ajunge la capătul îndepărtat unde întâlnește o dezadaptare de impedanță sub forma sarcinii  $R_L = 125 \Omega$ . La întâlnirea dezadaptării de impedanță se generează o undă reflectată care se va întoarce spre baterie și o undă transmisă ce va fi absorbită de sarcina  $R_L$ :

$$\begin{aligned} V_{refl}(len, t) &= \Gamma_L \cdot V_{inc}(len, t) = \Gamma_L \cdot V_{inc} \left( t - \frac{len}{v} \right) \\ &= \Gamma_L \cdot V_{inc}(t - T_D) = \frac{1}{4} \cdot 18 \text{ V} = 4.5 \text{ V} \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} V_{cap\_indepartat}(t) &= V_{trans}(len, t) = V_{inc}(len, t) + V_{refl}(len, t) \\ &= 18 \text{ V} + 4.5 \text{ V} = 22.5 \text{ V} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Nivelul de tensiune de pe sarcină va prezenta valoarea de mai sus calculată pe intervalul de timp  $T_D \leq t < 3T_D$ .

După  $3 \mu\text{s}$  unda reflectată de pe sarcină ajunge la jumătatea liniei de transmisie ( $z = 10 \text{ cm}$ ). În acest punct pe intervalul de timp  $t \in \left[ \frac{T_D}{2}, 3 \frac{T_D}{2} \right)$  nivelul de tensiune a fost identic cu cel impus de unda incidentă,  $18 \text{ V}$ . Odată ce unda reflectată de pe sarcină ajunge în acest punct pe linia de transmisie, va ridica nivelul de tensiune la  $22.5 \text{ V}$ . Acest nivel de tensiune va fi menținut la mijlocul liniei de transmisie pe intervalul de timp  $3 \frac{T_D}{2} \leq t < 5 \frac{T_D}{2}$ .

În cele din urmă, unda reflectată ajunge la capătul apropiat al liniei de transmisie, după  $2T_D = 4 \mu\text{s}$ . La capătul apropiat, unda întâlnește o dezadaptare sub forma rezistenței



de ieșire a bateriei. Din cauza dezadaptării, o parte din undă (unda reflectată de sarcină) se va transmite rezistenței de intrare a bateriei, iar cealaltă parte se va propaga sub formă de undă reflectată spre capătul îndepărtat. Deoarece factorul de reflexie  $\Gamma_I = -0.5$ , jumătate din nivelul de tensiune din undă ajunge să fie reflectată înapoi spre sarcină, iar cealaltă jumătate din undă este transmisă rezistenței de ieșire a bateriei sub formă de tensiune.

$$V_{refl}(0, t) = \Gamma_I \cdot \Gamma_L \cdot V_{inc}(0, t) = -2.25 V \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} V_{cap\_apropiat}(t) &= \frac{Z_C}{R_S + Z_C} V_S(t) + \Gamma_L \cdot V_{inc}(0, t) + \Gamma_I \cdot \Gamma_L \cdot V_{inc}(0, t) \\ &= 18 V + 4.5 V - 2.25 V = 20.25 V \end{aligned} \quad (5.16)$$

Nivelul de tensiune de la capătul apropiat al linii de transmisie ( $z = 0 \text{ cm}$ ) va prezenta o valoare de  $20.25 V$  pentru intervalul de timp  $2T_D \leq t < 4T_D$ .

După  $5 \mu\text{s}$  unda incidentă, ajunge la jumătatea liniei de transmisie ( $z = 10 \text{ cm}$ ), scăzând nivelul de tensiune de la  $22.5 V$  la  $20.25 V$ . Acest nivel de tensiune este menținut pe intervalul de timp  $5 \frac{T_D}{2} \leq t < 7 \frac{T_D}{2}$ .

Unda incidentă ajunge la capătul îndepărtat după  $3T_D = 6 \mu\text{s}$ . În acest punct unda incidentă va fi reflectată cu factorul de reflexie  $\Gamma_L$ .

$$V_{refl}(len, t) = \Gamma_L \cdot \Gamma_I \cdot \Gamma_L \cdot V_{inc}(len, t) = \frac{1}{4} \cdot (-2.25 V) \cong -0.56 V \quad (5.17)$$

$$\begin{aligned} V_{cap\_îndepărtat}(t) &= V_{cap\_îndepărtat}(t) + V_{inc}(len, t) + V_{refl}(len, t) \\ &\cong 22.5 V - 2.25 V - 0.56 V = 19.69 V \end{aligned} \quad (5.18)$$

La momentul de timp  $t = 7 \mu\text{s}$  unda reflectată de sarcină la momentul de timp  $t = 6 \mu\text{s}$  ajunge la jumătatea liniei de transmisie:

$$\begin{aligned} V_{linie\_transmisie}\left(\frac{L}{2}, t\right) &= V_{linie\_transmisie}\left(\frac{L}{2}, t\right) + V_{refl}(L, t) \\ &= 20.25 V - 0.56 V = 19.69 V \end{aligned} \quad (5.19)$$

La jumătatea liniei de transmisie nivelul de tensiune calculat anterior este menținut pe intervalul de timp  $7 \frac{T_D}{2} \leq t < 9 \frac{T_D}{2}$ . Nivelele de tensiune de pe linia de transmisie vor mai oscila pentru încă  $7T_D$ , Tabel 5.1.

Tabel 5.1 - Nivelele de tensiune de-a lungul liniei de transmisie în timpul propagării saltului de tensiune în momentul conectării bateriei la circuit.

$z = 0 \text{ m}$		$z = \frac{L}{2}$		$z = L$	
$t$	$V_{\text{linie\_transmisie}}(t)$	$t$	$V_{\text{linie\_transmisie}}(t)$	$t$	$V_{\text{linie\_transmisie}}(t)$
$[0, 2T_D)$	18 V	$\left[\frac{T_D}{2}, 3\frac{T_D}{2}\right)$	18 V	$[T_D, 3T_D)$	22.5 V
$[0, 2T_D)$	18 V	$\left[3\frac{T_D}{2}, 5\frac{T_D}{2}\right)$	22.5 V	$[T_D, 3T_D)$	22.5 V
$[2T_D, 4T_D)$	20.25 V	$\left[5\frac{T_D}{2}, 7\frac{T_D}{2}\right)$	20.25 V	$[3T_D, 5T_D)$	19.69 V
$[2T_D, 4T_D)$	20.25 V	$\left[7\frac{T_D}{2}, 9\frac{T_D}{2}\right)$	19.69 V	$[3T_D, 5T_D)$	19.69 V
$[4T_D, 6T_D)$	19.97 V	$\left[9\frac{T_D}{2}, 11\frac{T_D}{2}\right)$	19.97 V	$[5T_D, 7T_D)$	20.04 V
$[4T_D, 6T_D)$	19.97 V	$\left[11\frac{T_D}{2}, 13\frac{T_D}{2}\right)$	20.04 V	$[5T_D, 7T_D)$	20.04 V
$[6T_D, 8T_D)$	20.00 V	$\left[13\frac{T_D}{2}, 15\frac{T_D}{2}\right)$	20.00 V	$[7T_D, 9T_D)$	20.00 V

Rezolvând exercițiul anterior se constată că în lipsa unei noi tranziții, nivelele de tensiune de-a lungul liniei de transmisie ajung să convergă spre un nivel static conform ecuației (4.34):

$$V_{\infty} = \frac{R_L}{R_S + R_L} V_S \quad (5.20)$$

17. Pentru problema anterioară reprezentați grafic cum evoluează unda de curent prin linia de transmisie pentru  $z = 0$ ,  $z = \frac{3}{4}len$  respectiv  $z = len$  în intervalul de timp  $0 \leq t \leq 9T_D$ .

18. O baterie de  $12\text{ V}$  ( $R_S = 0$ ) este conectată print-o linie de transmisie (de lungime necunoscută) la o sarcină rezistivă. Curentul de la intrarea în linie până la momentul de timp de  $6\ \mu\text{s}$  este reprezentat în figura de mai jos:

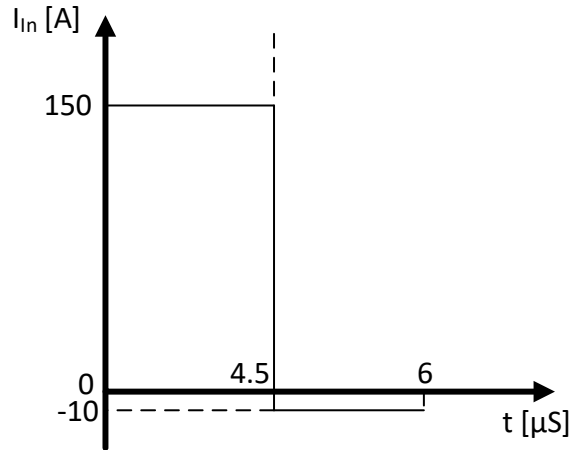


Figura 5.10 - Forma de undă de curent de la intrarea circuitului

Pe baza informațiilor furnizate, determinați care este impedența liniei de transmisie și care este valoarea rezistivă a sarcinii conectată.

19. Analizați cum anume influențează lungimea cuplajului dintre două trasee amplitudinea tensiunii de zgomot datorată cuplajului capacitiv, la capătul apropiat respectiv la capătul îndepărtat al liniei victimă. Pentru o lungime de cuplaj, determinați cum anume este influențată amplitudinea semnalului de la capătul îndepărtat respectiv apropiat al traseului victimă, de timpul de creștere respectiv de coborâre al semnalului perturbator pentru un cuplaj capacitiv.
20. Analizați cum anume influențează lungimea cuplajului dintre două trasee amplitudinea tensiunii de zgomot datorată cuplajului inductiv, la capătul apropiat respectiv la capătul îndepărtat al liniei victimă. Pentru o lungime de cuplaj, determinați cum anume este influențată amplitudinea semnalului de la capătul îndepărtat respectiv apropiat al traseului victimă, de timpul de creștere respectiv de coborâre al semnalului perturbator pentru un cuplaj inductiv.
21. Pentru structura de trasee din Figura 5.11, folosind un simulator de câmp electromagnetic și respectiv un simulator de linii de transmisie realizați următoarele cerințe:
- Determinați impedența caracteristică a traseelor în funcție de dimensiunile fizice ale acestora respectiv dimensiunile fizice ale stackup-ului.

- b. Determinați cum variază impedanța de pe traseul  $Tr1$  față de impedanța caracteristică a traseelor, atunci când traseele sunt analizate ca o structură de trasee cuplate, iar la intrare se aplică o excitație de mod comun. Cum se modifică impedanța traseului 1 dacă se schimbă excitația într-una de mod comun? (Indicație: este nevoie să obțineți cu ajutorul simulatorului de câmp electromagnetic matrice SPICE sau Maxwell a capacităților respectiv a inductanțelor care caracterizează cuplajul dintre liniile de transmisie, ca apoi să se facă o analiză asemănătoare cu cea din Tabel 4.3).
- c. Realizați analiza de la punctul b. pentru traseul  $Tr3$ .
- d. Folosind un simulator dedicat integrității semnalelor, aplicați la intrarea magistralei paralele, formată din cele cinci trasee, următorul tipar de comutație:  $-\uparrow--$ . Analizați propagarea semnalelor în timp pe cele cinci trasee, determinând următorii parametri:
- amplitudinea zgomotului cuplat prin fenomenul de diafonie pe traseele care nu comută (atât la capătul apropiat cât și la cel îndepărtat);
  - timpul de creștere, respectiv de coborâre a semnalelor care comută;
  - timpul de propagare a semnalelor pe liniile de transmisie.
- (Indicație: tiparele de comutație vor fi aplicate pe intrarea liniilor de transmisie prin intermediul unor porți logice din familia 74AC04. Ieșirea porților logice va fi adaptată la impedanța caracteristică a liniilor de transmisie. La capătul îndepărtat liniile de transmisie se vor conecta la intrarea unor porți logice tot din familia 74AC04.)
- e. Repetați pașii de punctul d. pentru următoarele tipare de comutație:  $\uparrow-\uparrow-\uparrow$ ,  $-\downarrow\uparrow\downarrow-$ ,  $\downarrow-\uparrow-\downarrow$ ,  $-\downarrow\uparrow--$ .

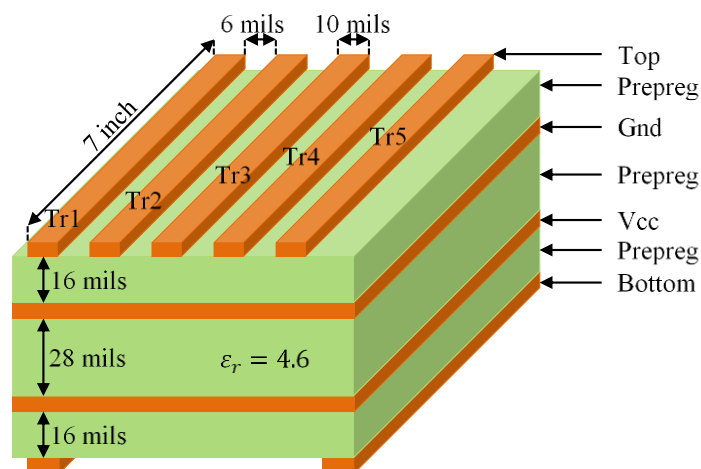


Figura 5.11 - Structura cablajului imprimat

## BIBLIOGRAFIE

- [1] C. Woodford, „Integrated circuits,” Explainthatstuff, 3 Iulie 2023. [Interactiv]. Available: <https://www.explainthatstuff.com/integratedcircuits.html>. [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [2] Y. A. Cengel, Heat Transfer: A Practical Approach, 2nd ed., McGraw-Hill, 2002.
- [3] „What is a Multi-Chip Module Assembly,” Cascade Systems Technology, Noiembrie 2008. [Interactiv]. Available: <https://cascadesystems.net/what-is-a-multi-chip-module-assembly/>. [Accesat 06 Decembrie 2024].
- [4] L. T. Yeh, „Review of Heat Transfer Technologies in Electronic Equipment,” *Journal of Electronic Packaging*, vol. 117, nr. 4, pp. 333-339, 1995.
- [5] Jetcool, „Semiconductor Lifetime: How Temperature Affects Mean Time to Failure,” 30 Mai 2019. [Interactiv]. Available: <https://jetcool.com/post/semiconductor-lifetime-how-temperature-affects-mean-time-to-failure-device-reliability/>. [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [6] P. Roumanille, J. Lesueur, J. Uzanu, H. Le Trong, E. Ben Romdhane, A. Guédon-Gracia și H. Frémont, „Using X-ray imaging for the study of crack development in solder reliability testing,” *Microelectronics Reliability*, vol. 150, 2023.
- [7] Team Sigrity, „EE Thermal 101 – Thermal Basics for Electrical Engineers (Part 1 of 4),” Cadence, 12 Iulie 2018. [Interactiv]. Available: [https://community.cadence.com/cadence\\_blogs\\_8/b/pcb/posts/ee-thermal-101-thermal-basics-for-electrical-engineers-part-1-of-3](https://community.cadence.com/cadence_blogs_8/b/pcb/posts/ee-thermal-101-thermal-basics-for-electrical-engineers-part-1-of-3). [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [8] J. G. Kassakian, D. J. Perreault, G. C. Verghese și M. F. Schlecht, Principles of Power Electronics, Cambridge University Press, 2024.
- [9] M. Dr. März și P. Nance, „Thermal Modeling of,” 2000. [Interactiv]. Available: <https://www.iisb.fraunhofer.de/content/dam/iisb2014/en/Documents/Research->

Areas/Energy\_Electronics/publications\_patents\_downloads/Publications/Therm\_Modelling\_2000\_IISB.pdf. [Accesat 18 Noiembrie 2024].

- [10] M. Melito, A. Gaito și G. Sorrenti, ST, Noiembrie 2015. [Interactiv]. Available: [https://www.st.com/resource/en/application\\_note/dm00241971-thermal-effects-and-junction-temperature-evaluation-of-power-mosfets-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/application_note/dm00241971-thermal-effects-and-junction-temperature-evaluation-of-power-mosfets-stmicroelectronics.pdf). [Accesat 15 Noiembrie 2024].
- [11] R. Schmidt și U. Scheuermann, „Using the chip as a temperature sensor — The influence of steep lateral temperature gradients on the  $V_{ce}(T)$ -measurement,” în *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, Spain, 2009.
- [12] Infineon, „IRFR4104PbF,” 21 Octombrie 2009. [Interactiv]. Available: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFR4104-DataSheet-v01\\_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153563207e320e6](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFR4104-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153563207e320e6). [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [13] S. Keeping, „Thermal Effects on White LED Chromaticity,” DigiKey, 21 Mai 2013. [Interactiv]. Available: <https://www.digikey.ro/en/articles/thermal-effects-on-white-led-chromaticity>. [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [14] NXP, 2008. [Interactiv]. Available: <https://www.nxp.com/docs/en/white-paper/BasicThermalWP.pdf>. [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [15] Rohm Semiconductor, „Rohm,” Decembrie 2019. [Interactiv]. Available: [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/discrete/transistor/what\\_is\\_a\\_thermal\\_model\\_tr\\_an-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/discrete/transistor/what_is_a_thermal_model_tr_an-e.pdf). [Accesat 18 11 2024].
- [16] Rohm, „Tech Web,” Rohm, 2023. [Interactiv]. Available: <https://techweb.rohm.com/product/thermal-design/15900/>. [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [17] Enterfea, „What’s the Difference Between FEA and CFD?,” 25 Februarie 2019. [Interactiv]. Available: <https://enterfea.com/whats-the-difference-between-fea-and-cfd/>. [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [18] V. Parthan, „FEA or CFD for a Better Thermal Solution Accuracy?,” Cadence, 10 Noiembrie 2022. [Interactiv]. Available:

- [https://community.cadence.com/cadence\\_blogs\\_8/b/cfd/posts/fea-or-cfd-for-a-better-thermal-solution-accuracy](https://community.cadence.com/cadence_blogs_8/b/cfd/posts/fea-or-cfd-for-a-better-thermal-solution-accuracy). [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [19] D. Pitică, *Proiectarea antiperturbativă în sisteme electronice*, Cluj-Napoca: Editura Albastră, 2000.
- [20] Onsemi, „FDMS86181/D,” Decembrie 2020. [Interactiv]. Available: <https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/fdms86181-d.pdf>. [Accesat 19 Noiembrie 2024].
- [21] Team Sigrity, „EE Thermal 101 – Thermal Basics for Electrical Engineers (Part 2 of 4),” Cadence, 25 Iulie 2018. [Interactiv]. Available: [https://community.cadence.com/cadence\\_blogs\\_8/b/pcb/posts/ee-thermal-101-thermal-basics-for-electrical-engineers-part-2-of-4-893913089](https://community.cadence.com/cadence_blogs_8/b/pcb/posts/ee-thermal-101-thermal-basics-for-electrical-engineers-part-2-of-4-893913089). [Accesat 06 Decembrie 2024].
- [22] Mauney, Charles,, Texas Instruments, [Interactiv]. Available: [https://e2e.ti.com/cfs-file/\\_\\_key/communityserver-discussions-components-files/14/Topic-10-\\_2D00\\_-Thermal-Design-Consideration-for-Surface-Mount-Layouts-.pdf](https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/14/Topic-10-_2D00_-Thermal-Design-Consideration-for-Surface-Mount-Layouts-.pdf). [Accesat 12 Iunie 2024].
- [23] M. HTT, „Thermal Wizards,” Maya HTT, 2021. [Interactiv]. Available: <https://thermal.mayahtt.com/?access=yes#home>. [Accesat 01 Octombrie 2024].
- [24] HeatSinkCalculator, „PCB Temperature Calculator,” HeatSinkCalculator, 2024. [Interactiv]. Available: <https://www.heatsinkcalculator.com/pcb-temperature-calculator.html>. [Accesat 21 Noiembrie 2024].
- [25] I. Dincer și O. Siddiqui, „1.10 Heat Transfer Aspects of Energy,” în *Comprehensive Energy Systems*, vol. 1, I. Dincer, Ed., Elsevier, 2018, pp. 422-477.
- [26] Toshiba, „Power MOSFET Thermal Design and Attachment of a Thermal Fin,” 26 Iulie 2018. [Interactiv]. Available: [https://toshiba.semicon-storage.com/info/application\\_note\\_en\\_20180726\\_AKX00065.pdf?did=13417](https://toshiba.semicon-storage.com/info/application_note_en_20180726_AKX00065.pdf?did=13417). [Accesat 25 Noiembrie 2024].

- [27] Nexperia, „AN11261 - RC Thermal Models,” 11 Mai 2020. [Interactiv]. Available: <https://www.nexperia.com/products/mosfets/automotive-mosfets#/p=1,s=0,f=c,rpp=,fs=0,sc=,so=,es=>. [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [28] T. G. Subhash Joshi și V. John, „Combined transient thermal impedance estimation for pulse-power applications,” în *2017 National Power Electronics Conference (NPEC)*, Pune, India, 2017.
- [29] MathWorks, „Get equivalent resistance and capacitance vectors for Cauer Thermal Model block from Foster Thermal Model block,” MathWorks, 2024. [Interactiv]. Available: [https://www.mathworks.com/help/sps/ref/ee\\_getcauerfromfoster.html](https://www.mathworks.com/help/sps/ref/ee_getcauerfromfoster.html). [Accesat 18 Noiembrie 2024].
- [30] H. W. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2009.
- [31] IEEE Std. 100-1972, *IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms*, New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers / Wiley-Interscience, 1972.
- [32] L. Aciu și P. Ogrușan, *Compatibilitate Electromagnetică: perturbații și influențe asupra mediului*, Brașov: Editura Universității Transilvania Brașov, 2006.
- [33] P. R. Clayton, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2006.
- [34] D. L. Sengupta și V. V. Liepa, *Applied Electromagnetics and Electromagnetic Compatibility*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2006.
- [35] E. Bogatin, *Signal Integrity - Simplified*, New York: Prentice Hall, 2008.
- [36] Code of Federal Regulations, *Title 47 (47CFR), Part 15, Subpart B: "Unintentional Radiators"*.
- [37] TekBox Digital Solutions, „Line Impedance Stabilization Networks (LISN) – Basics and Overview,” 28 Ianuarie 2022. [Interactiv]. Available: [https://www.butterfly.com/PDF/TekBox/LISN\\_Basics\\_and\\_Overview.pdf](https://www.butterfly.com/PDF/TekBox/LISN_Basics_and_Overview.pdf). [Accesat 2 Decembrie 2024].



- [38] L. Pitrak, „What are Line Impedance Stabilization Networks (LISNs)?,” *Transient Specialists*, 30 Noiembrie 2024. [Interactiv]. Available: <https://transientspecialists.com/blogs/blog/line-impedance-stabilization-networks-lisns-what-are-they>. [Accesat 2 Decembrie 2024].
- [39] T. Hegarty, „An overview of conducted EMI specifications for power supplies,” Februarie 2018. [Interactiv]. Available: [https://www.ti.com/lit/wp/slyy136/slyy136.pdf?ts=1732905522283&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/wp/slyy136/slyy136.pdf?ts=1732905522283&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F). [Accesat 2 Decembrie 2024].
- [40] T. Hegarty, „An overview of radiated EMI specifications for power supplies,” Iunie 2018. [Interactiv]. Available: <https://www.ti.com/lit/wp/slyy142/slyy142.pdf>. [Accesat 2 Decembrie 2024].
- [41] S. H. Hall, G. W. Hall și J. A. McCall, „High-Speed Digital System Design - A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices,” New York, JOHN WILEY & SONS, INC., 2000.