

UNIVERSITATEA “POLITEHNICA” DIN BUCUREȘTI
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ, TELECOMUNICAȚII ȘI TEHNOLOGIA
INFORMAȚIEI

**ANALIZA FACTORILOR DE INFLUENȚĂ ASUPRA LIMITEI
ELECTRO-TERMICE DIN ASF PENTRU TRANZISTOARE
MOSFET DE PUTERE ȘI JOASĂ TENSIUNE**

LUCRARE DE DISERTAȚIE

prezentată ca cerință parțială pentru obținerea titlului de

Master în domeniul inginerie electronică și telecomunicații

programul de studii de masterat

*„Tehnologii multimedia în aplicații de biometrie și securitatea
informației”*

Conducători științifici:

Prof. Dr. Ing. *Corneliu BURILEANU*

Dr. Ing. *Emilian DAVID*

Absolvent:

Ing. Georgian Nicolae

București
2018

TEMA LUCRĂRII DE DISERTAȚIE
a masterandului **NICOLAE E. Georgian , 421-BIOSINF**

1. Titlul temei: Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

2. Descrierea contribuției originale a masterandului (în afara părții de documentare):

Studentul va avea în vedere construirea unui model de simulare electro-termică pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune de ultimă generație, respectiv implementarea unei infrastructuri de verificare necesară pentru validarea modificărilor aduse asupra parametrilor acestui model de simulare.

Pentru acest model de simulare electro-termică se va elabora și implementa un plan de experimente ce presupune variația cât mai eficientă a factorilor de influență ai ariei sigure de funcționare (ASF) a tranzistoarelor MOSFET de putere și joasă tensiune.

Pe baza rezultatelor experimentale obținute cu ajutorul simulatorului electro-termic proprietar Infineon se va realiza o analiză de sensibilitate a limitei electro-termice din ASF la variația factorilor de influență.

3. Resurse folosite la dezvoltarea proiectului:

- simulatorul electro-termic proprietar Infineon dedicat analizei dispozitivelor de putere
- mediul MATLAB pentru implementarea infrastructurii, planului de experimente și analiza de sensibilitate

4. Proiectul se bazează pe cunoștințe dobândite în principal la următoarele 3-4 discipline:

TACAI, IVOM, PICSC

5. Proprietatea intelectuală asupra proiectului aparține: companiei

6. Data înregistrării temei: 2017-11-28 09:31:05

Conducător(i) lucrare,

Prof. dr. ing. Corneliu BURILEANU

semnătura:

Student,

semnătura:

Dr. ing. Emilian DAVID, Infineon Technologies România

semnătura:

Responsabil program master,

Prof. dr. ing. Dragoș BURILEANU

semnătura:

Decan,

Prof. dr. ing. Cristian NEGRESCU

semnătura:

Cod Validare: **4818e1d978**

DECLARAȚIE DE ONESTITATE ACADEMICĂ

Prin prezenta declar că lucrarea cu titlul “*Analiza Factorilor de Influență Asupra Limitei Electro-Termice Din ASF Pentru Tranzistoare Mosfet De Putere și Joasă Tensiune*”, prezentată în cadrul Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației a Universității “Politehnica” din București ca cerință parțială pentru obținerea titlului de *Master* în domeniul *inginerie electronică și telecomunicații*, programul de studii „*Tehnologii multimedia în aplicații de biometrie și securitatea informației*” este scrisă de mine și nu a mai fost prezentată niciodată la o facultate sau instituție de învățământ superior din țară sau străinătate.

Declar că toate sursele utilizate, inclusiv cele de pe Internet, sunt indicate în lucrare, ca referințe bibliografice. Fragmentele de text din alte surse, reproduse exact, chiar și în traducere proprie din altă limbă, sunt scrise între ghilimele și fac referință la sursă. Reformularea în cuvinte proprii a textelor scrise de către alți autori face referință la sursă. Înțeleg că plagiatul constituie infracțiune și se sancționează conform legilor în vigoare.

Declar că toate rezultatele simulărilor, experimentelor și măsurărilor pe care le prezint ca fiind făcute de mine, precum și metodele prin care au fost obținute, sunt reale și provin din respectivele simulări, experimente și măsurători. Înțeleg că falsificarea datelor și rezultatelor constituie fraudă și se sancționează conform regulamentelor în vigoare.

București, 22.06.2018

Absolvent *Georgian NICOLAE*



(semnătura în original)

CUPRINS

Cuprins	7
Lista de Figuri.....	9
Lista de Abrevieri	11
CAPITOLUL 1 Introducere	13
CAPITOLUL 2 Tranzistoare Mosfet De Înaltă Putere Și Joasă Tensiune	15
2.1 Tehnologii inteligente de putere.....	15
2.2 Tranzistorul MOSFET de putere.....	17
2.2.1 Sisteme de protecție ale tranzistoarelor MOSFET de putere	20
2.2.2 Aria sigură de funcționare	24
CAPITOLUL 3 Analiza Electro-Termică.....	27
3.1 Simulatorul electro-termic.....	28
3.1.1 Principiul de funcționare	28

3.1.2	Modele de simulatoare termice	38
CAPITOLUL 4 Sistem Automat De Determinare limitei electro-termice din Asf		41
4.1	Controlerul de nivel redus și etapa de simulare	43
4.2	Controlerul de nivel mediu	45
4.3	Controlerul de nivel înalt	46
4.4	Generarea Fișierelor de Model.....	48
4.4.1	Modulul de modelare.....	49
4.4.2	Modulul grafic	51
4.4.3	Modulul de ieșire.....	54
CAPITOLUL 5 Rezultate Și Comentarii.....		55
5.1	Setup experimental.....	58
5.2	Rezultate de simulare	59
CAPITOLUL 6 Concluzii.....		63
Referințe		65

LISTA DE FIGURI

Figura 2.1. Aplicații pentru dispozitivele de putere	16
Figura 2.2. Secțiunea transversală a unui tranzistor MOSFET planar de putere [9].....	17
Figura 2.3. Originea rezistenței interne a tranzistorului MOSFET [11].....	18
Figura 2.4. Schema echivalentă a MOSFET-ului ilustrând componentele ce au un impact puternic asupra timpului de comutație [11]	20
Figura 2.5. Imaginea și schema corespunzătoare unui TEMPFET [9].....	21
Figura 2.6. Schema bloc a unui comutator de putere inteligent [9].....	22
Figura 2.7. Curentul de limită I_{Lim} în funcție de tensiunea V_{DS} și densitatea de putere $P_{Dens} = I_{Lim} \cdot V_{DS}$ pentru un dispozitiv cu o arie de 2mm^2 [9]	22
Figura 2.8. a) Curentul de drenă și temperatura pentru modul de blocare; b) Curentul de drenă și temperatura pentru modul de comutare [9]	23
Figura 2.9. Exemplu generic de ASF a unui tranzistor MOSFET de putere [4]	25
Figura 3.1. Schema generală a simulatorului electro-termic [21]	29
Figura 3.2. Vedere de sus și secțiune transversală a unei discretizări volumetrice în simulare a structurii unui MOSFET. Cu roșu este ilustrată sursa generatoare de căldură, cu verde celelalte tipuri de straturi iar liniile albastre desemnează delimitarea între straturi. [38]	30
Figura 3.3. Ilustrarea ecuației diferențiale a fluxului de căldură [9]	32
Figura 3.4. Un corp solid semi-infinit cu o sursă constantă de căldură plasată deasupra. Temperatura maximă, $T(0,t)$, apare în centru, unde $(x,y,z)=(0,0,0)$ [9]	34
Figura 3.5. Temperatura $\mathbf{T}(\mathbf{z}, \mathbf{t}) - \mathbf{T0}$ pentru diferite valori ale timpului și valori diferite pe axa z. Sursa generatoare de căldură este una constantă cu $P_0 = 400\text{W}/\text{mm}^2$ [9].....	36

Figura 3.6. Temperatura $T(z, t) - T_0$ pentru diferite valori ale timpului și valori diferite ale P_0 [9]	36
Figura 3.7. Dependența de temperatură a proprietăților termice de material ale siliciului [9]	37
Figura 3.8. Dependența de temperatură a proprietăților termice de material ale siliciului, aluminiului și cuprului [9]	38
Figura 3.9. Simularea cu TESI a unui MOSFET de putere cu o arie activă de 1mm^2 . Densitatea puterii aplicate este de $200\text{W}/\text{mm}^2$ și timpul este $300\mu\text{s}$. [9]	39
Figura 4.1. Arhitectura generală a sistemului.....	42
Figura 4.2. Schema detaliată a controlerului de nivel redus și interfațarea acestuia cu simulatorul electro-termic Eltic	44
Figura 4.3. Stratul de metalizare de putere și clip-ul.....	46
Figura 4.4. Schema generală a aplicației de modelare	49
Figura 4.5. Structura generică	50
Figura 4.6. Codul pentru generarea structurii generice de MOSFET	50
Figura 4.7. Codul funcției care realizează reprezentările grafice	52
Figura 4.8. Secțiune transversală pe axa x	53
Figura 4.9. Secțiune transversală pe axa z. Exemplu pentru un strat de metalizare de putere	54
Figura 5.1. Alegerea sfertului pentru stratul de TopMetal	56
Figura 5.2. Timpul de simulare pentru Mod1 și Mod2	56
Figura 5.3. Exemplu de funcționare al căutării binare	57
Figura 5.4. Exemplu de blocuri din TopMetal înlocuite cu MoldMass	58
Figura 5.5. Aria de TopSolder înlocuită cu MoldMass.....	59
Figura 5.6. TopMetal 6×3 și TopSolder 50%-100%	60
Figura 5.7. TopMetal 8×4 și TopSolder 50%-100%	61
Figura 5.8. TopMetal 18×6 și TopSolder 50%-100%	62

LISTA DE ABREVIERI

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

GTO – Gate Turn - Off Thyristor

MOS – Metal Oxide Semiconductor

CMOS – Complementary Metal Oxide Semiconductor

DMOS – Double Diffused Metal Oxide Semiconductor

BCD – BIPOLAR-CMOS-DMOS

ASF – Aria sigură de funcționare

LSF – Load Sharing Facility

CAPITOLUL 1

INTRODUCERE

Unul dintre cele mai importante evenimente tehnologice ale secolului trecut este inventarea tranzistorului. În urmă cu aproape 70 de ani apăreau primele lucrări ce aveau ca subiect dispozitivele semiconductoare cu un câștig controlabil în curent, de exemplu lucrarea [1] ilustrează atât modul de obținere a materialului semiconductor, acest caz folosind un bloc de Germaniu care a fost prelucrat prin diverse procese chimice, modul de funcționare al acestui tranzistor, numit de autori și triodă semiconductoare, cât și aplicații în care acest dispozitiv experimental ar putea înlocui clasicele, în acele timpuri, tuburi electronice: amplificatoare, oscilatoare, etc. Dispozitivele de acest tip au cunoscut o dezvoltare foarte rapidă datorită numeroaselor avantaje pe care le aveau față de tuburile electronice cum ar fi: dimensiunile reduse, regimul de funcționare la tensiuni reduse, integrabilitatea, scalabilitatea, materialele semiconductoare germaniul și siliciul dar, așa cum spune și Ian M. Ross, unul dintre cercetătorii care a lucrat la dezvoltarea de tehnologii bazate pe semiconductoare, în lucrarea [2], a existat și un element de noroc ce a contribuit la această dezvoltare explozivă.

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

Era modernă a dispozitivelor semiconductoare de putere a început odată cu apariția tiristorului în anul 1956, eveniment ce a declanșat dezvoltarea unei întregi game de dispozitive dintre putem aminti: tiristorul GTO, care este practic primul comutator controlat electronic deoarece spre deosebire de tiristorul clasic acesta este capabil de blocare a conducției la primirea unui semnal prin poartă, triacul, care poate conduce curent în ambele sensuri, tranzistorul bipolar de putere și tranzistorul MOSFET de putere. Acesta din urmă a fost introdus în anul 1970 și, deși la momentul respectiv se prevedea că tranzistorul MOSFET de putere va înlocui întreaga familie de dispozitive bipolare existente până atunci datorită impedanței mari de intrare și vitezei mari de comutare, acest dispozitiv a fost folosit cu succes doar în aplicații de joasă tensiune (sub 100V) și viteză mare de comutație (peste 100KHz). Tranzistoarele MOSFET de putere nu au fost folosite în aplicații de înaltă tensiune deoarece rezistența, atunci când acestea sunt în conducție, crește foarte rapid odată cu tensiunea de străpungere, acest lucru însemnând o puternică scădere a conducției [3, 4].

Avantajul de a avea o rezistență mică, atunci când tranzistorul este deschis, a condus la dezvoltarea unor tehnologii inteligente de putere care să integreze tranzistoarele MOSFET. Un comutator electronic inteligent trebuie să fie capabil de a detecta condițiile critice, cum ar fi un scurtcircuit sau o suprasarcină, și de a lua toate măsurile necesare pentru a proteja întregul sistem în care acesta este folosit.

Analiza ariei sigure de funcționare a tranzistoarelor MOSFET de putere este un proces esențial în dezvoltarea sistemelor de protecție deoarece oferă informațiile necesare pentru a stabili valorile unor anumiți parametri cum ar fi timpul de reacție pe care trebuie să-l respecte un sistem de protecție, valoarea maximă a curentului, etc. [4].

CAPITOLUL 2

TRANZISTOARE MOSFET DE ÎNALTĂ PUTERE ȘI JOASĂ TENSIUNE

Acest capitol prezintă pentru început câteva aspecte ale tehnologiilor inteligente de putere folosite la momentul actual în aplicații destinate industriei automobilelor. În continuare vor fi ilustrate tranzistoarele MOSFET folosite în aceste tehnologii, în mod special tranzistorul MOS cu dublă difuzie care face subiectul acestei lucrări. În final se prezintă conceptul de ASF.

2.1 TEHNOLOGII INTELIGENTE DE PUTERE

Tehnologiile de putere folosite pe scară largă în prezent înglobează numeroase tipuri de dispozitive:

- dispozitive analogice bipolare
- dispozitive analogice MOS
- memorii non-volatile
- dispozitive MOS cu dublă difuzie

Toate aceste dispozitive sunt integrate într-un singur cip, iar în literatura de specialitate sunt denumite tehnologii Bipolar-CMOS-DMOS, BCD [5, 6, 7]. Cele mai avansate tehnologii BCD folosesc un număr de peste 25 de măști fotolitografice într-un proces de producție mult mai complex decât al tehnologiilor BCD obișnuite [8]. Acest lucru face posibil ca funcționalitatea logică și curentul ridicat să poată fi integrate într-un singur cip [9].

Primele cipuri integrate de putere au fost dezvoltate folosind exclusiv tehnologie bipolară și au fost folosite în aplicații precum stabilizatoare liniare de tensiune și amplificatoare audio [10]. Pe măsură ce au început să apară cerințe pentru putere și viteză de comutație din ce în ce mai mari, tranzistoarele bipolare au fost înlocuite cu tranzistoare MOS cu dublă difuzie. Acestea sunt compatibile din punct de vedere tehnologic cu dispozitivele CMOS și au nevoie de putere doar atunci când se trece din starea blocare la starea de conducție sau invers. Combinarea acestor două tipuri de tehnologii este foarte eficientă având o densitate spațială ridicată, și deci un factor ridicat de integrare, iar din punctul de vedere al puterii, aceste dispozitive au un consum redus [10-13].

În Figura 2.1[4] este prezentată o curbă a ordinului de putere electrică necesar pentru diferite aplicații ale dispozitivelor semiconductoare de putere în funcție de ordinul vitezei de comutație necesară pentru aplicația respectivă [4].

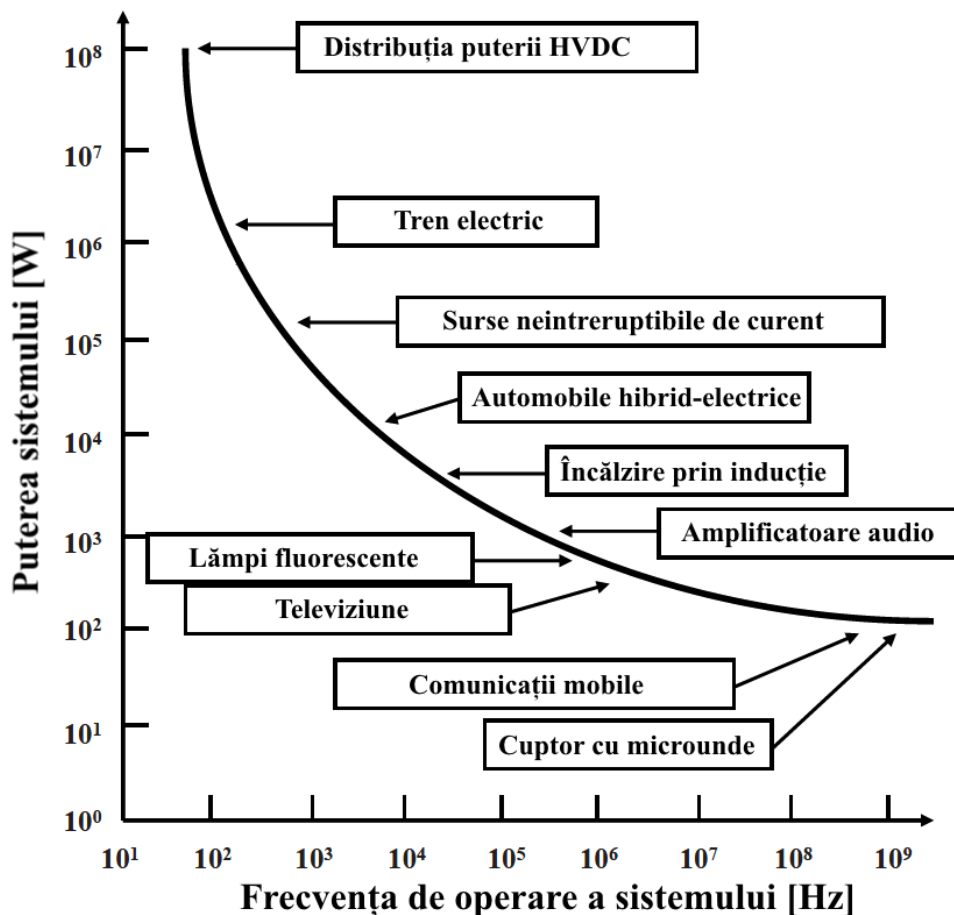


Figura 2.1. Aplicații pentru dispozitivele de putere [4]

Tehnologiile inteligente de putere sunt folosite din ce în ce mai des, atât datorită protecției pe care dispozitivele realizate astfel o oferă întregului sistem în care sunt incluse, cât și datorită faptului că pot fi integrate pe același cip împreună cu diferite funcționalități logice dar și analogice. Astfel de dispozitive sunt în mod sigur o necesitate în aplicațiile cu un grad sporit de siguranță, mai ales când este vorba de industria automobilelor unde defectarea unui astfel de dispozitiv de putere poate pune în pericol viața persoanelor dacă nu este implementat un sistem de siguranță funcțională.

2.2 TRANZISTORUL MOSFET DE PUTERE

Tranzistorul cu efect de câmp pe bază de oxid metalic a fost conceput la mijlocul anilor '70 cu scopul de a obține performanțe mai bune în comparație cu tehnologia bipolară folosită la acea vreme. În Figura 2.2 este ilustrată o secțiune transversală a unui tranzistor MOSFET de putere planar unde pot fi identificate straturile componente. Fabricarea dispozitivului începe cu stratul epitaxial n⁺ de peste un substrat dopat puternic n⁺. Canalul se formează între cele două regiuni n⁺ și p aflate în laterale. Detalii privind structura tranzistorului MOSFET ce face subiectul acestei lucrări vor fi expuse în următoarele capitole.

În continuare vor fi prezentați parametrii principali ai tranzistoarelor MOSFET de putere, fenomenele care influențează respectivul parametru vor fi menționate corespunzător împreună cu modul în care aceasta influență se reflectă în calitatea dispozitivului de putere. Întrucât această

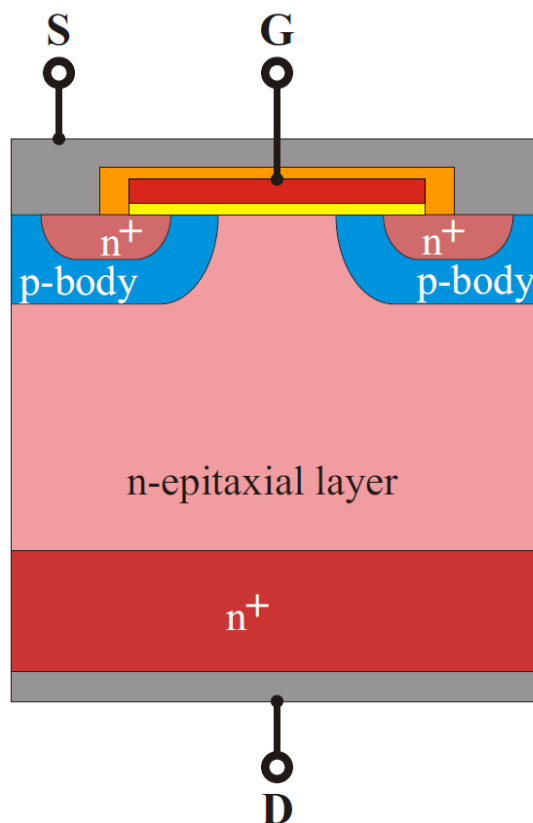


Figura 2.2. Secțiunea transversală a unui tranzistor MOSFET planar de putere [9]

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

lucrare abordează analiza ariei sigure de funcționare a tranzistoarelor MOSFET de putere și joasă tensiune trebuie să acordăm o atenție deosebită acestor parametri.

Tensiunea de străpungere BV_{DSS} este tensiunea maximă admisă între drenă și sursă atunci când dispozitivul este polarizat în mod direct; dacă această valoare este depășită regimul de lucru va deveni instabil. Acest lucru se datorează faptului că dacă aplicăm o tensiune mai ridicată decât tensiunea de străpungere apare fenomenul de multiplicare în avalanșă a purtătorilor de sarcină în joncțiune.

Rezistența corespunzătoare stării de conducție a tranzistorului $R_{DS(ON)}$ este compusă din mai multe părți, așa cum se poate vedea în Figura 2.3:

- R_{source} = rezistența de difuzie a sursei
- R_{ch} = rezistența canalului
- R_A = rezistența de acumulare
- R_J = rezistența „JFET” dintre cele două regiuni
- R_D = rezistența regiunii de drift
- R_{sub} = rezistența de substrat

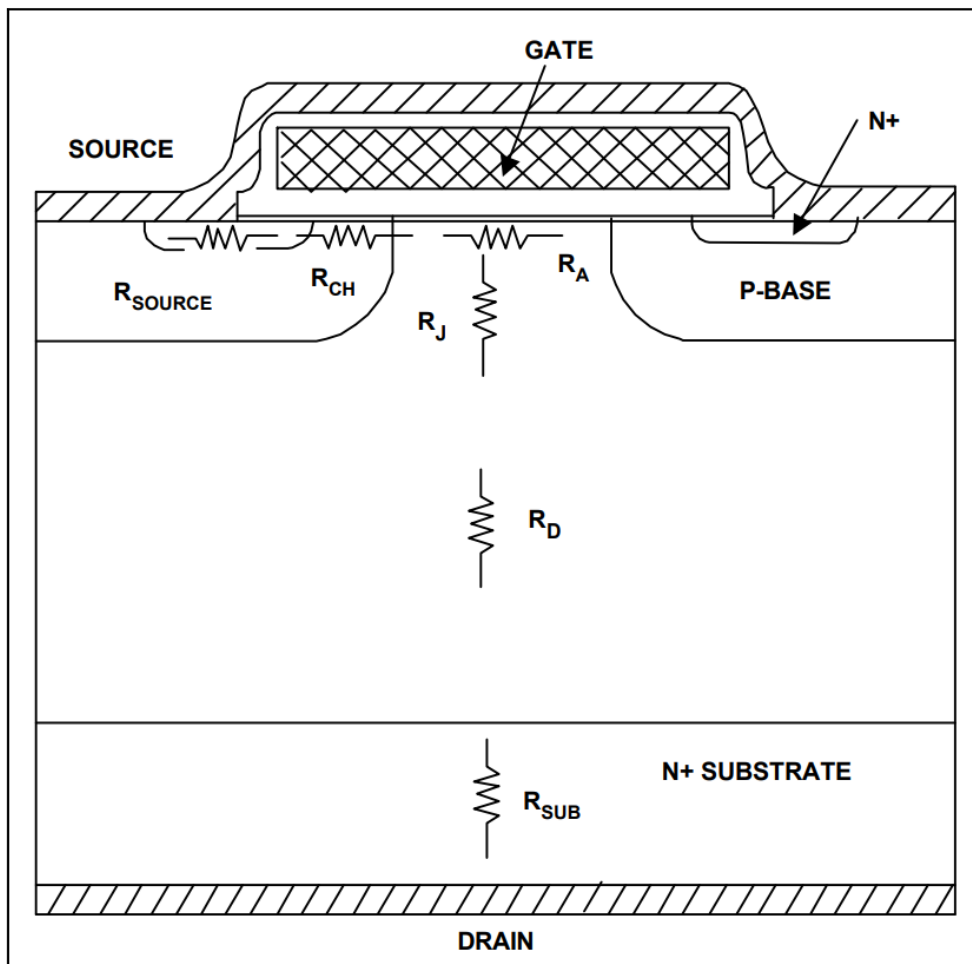


Figura 2.3. Originea rezistenței interne a tranzistorului MOSFET [11]

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

În formula (2.1) este prezentată relația de determinare a parametrului $R_{DS(ON)}$:

$$R_{DS(ON)} = R_{source} + R_{ch} + R_A + R_J + R_d + R_{sub} + R_{wcm1} \quad (2.1)$$

unde R_{wcm1} este suma rezistențelor de contact și de legătură dintre straturi.

Transconductanța g_{fs} este o măsură a sensibilității curentului de drenă la modificări ale tensiunii poartă-sursă. Transconductanța este influențată de dimensiunile porții dar și de dimensiunea canalului; micșorarea dimensiunilor duce la creșterea transconductanței, astfel curentul de drenă fiind mai sensibil la variații mici ale tensiunii poartă-sursă.

Tensiunea de prag V_{th} este tensiunea minimă aplicată pe poartă care să poată deschide canalul dintre sursă și drenă. De regulă, V_{th} este măsurat pentru o valoare a curentului drenă-sursă de $250\mu A$, iar cele mai des întâlnite valori sunt 2-4V pentru dispozitivele ce au un strat mai gros de oxid la poartă și 1-2 V pentru dispozitivele ce au un strat mai subțire de oxid la poartă.

Tensiunea de polarizare directă a diodei V_F este tensiunea la care dioda corp-drenă începe să conducă. De regulă, pentru tranzistoarele ce funcționează la o tensiune ridicată de peste 100V, V_F ia valori de până la maxim 1.6V, iar pentru tranzistoarele ce funcționează la o tensiune scăzută de sub 100V, V_F ia valori de până la maxim 1V.

Disiparea de putere P_d este puterea maximă admisă de cip astfel încât temperatura cipului va crește până la maximum admis, în condițiile în care temperatura capsulei este menținută la $25^\circ C$. Relația matematică de calcul pentru acest parametru este formula 2.2.

$$P_d = \frac{T_{jmax} - 25}{R_{thJC}} \quad (2.2)$$

Caracteristicile dinamice se referă la MOSFET-ul folosit în aplicații de comutație, având ca funcție principală controlul curentului de drenă prin tensiunea aplicată pe poartă. În acest caz performanțele unui dispozitiv sunt invers proporționale cu timpul de reacție la o comandă. Timpul de reacție este direct influențat de capacitățile existente în dispozitivul semiconductor de putere. Cu titlul de exemplu, în Figura 2.4 este prezentată o schemă echivalentă a unui MOSFET de putere, schemă ce ilustrează componentele cu cel mai puternic impact asupra timpului necesar pentru comutație. Întârzierea de deschidere a tranzistorului, $t_{d(ON)}$ este timpul necesar capacităților de intrare, C_{iss} , pentru a fi încărcate, proces urmat de inițierea conducției curentului prin drenă. De asemenea, la comanda opririi conducției, putem vorbi despre timpul de întârziere la închidere, $t_{d(OFF)}$ ce reprezintă timpul necesar capacităților de ieșire, C_{oss} , pentru a se descărca. Formulele de calcul pentru C_{iss} și C_{oss} din schema echivalentă sunt ilustrate de relațiile 2.3 și 2.4.

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}, C_{GS} \text{ scurtcircuitată} \quad (2.3)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (2.4)$$

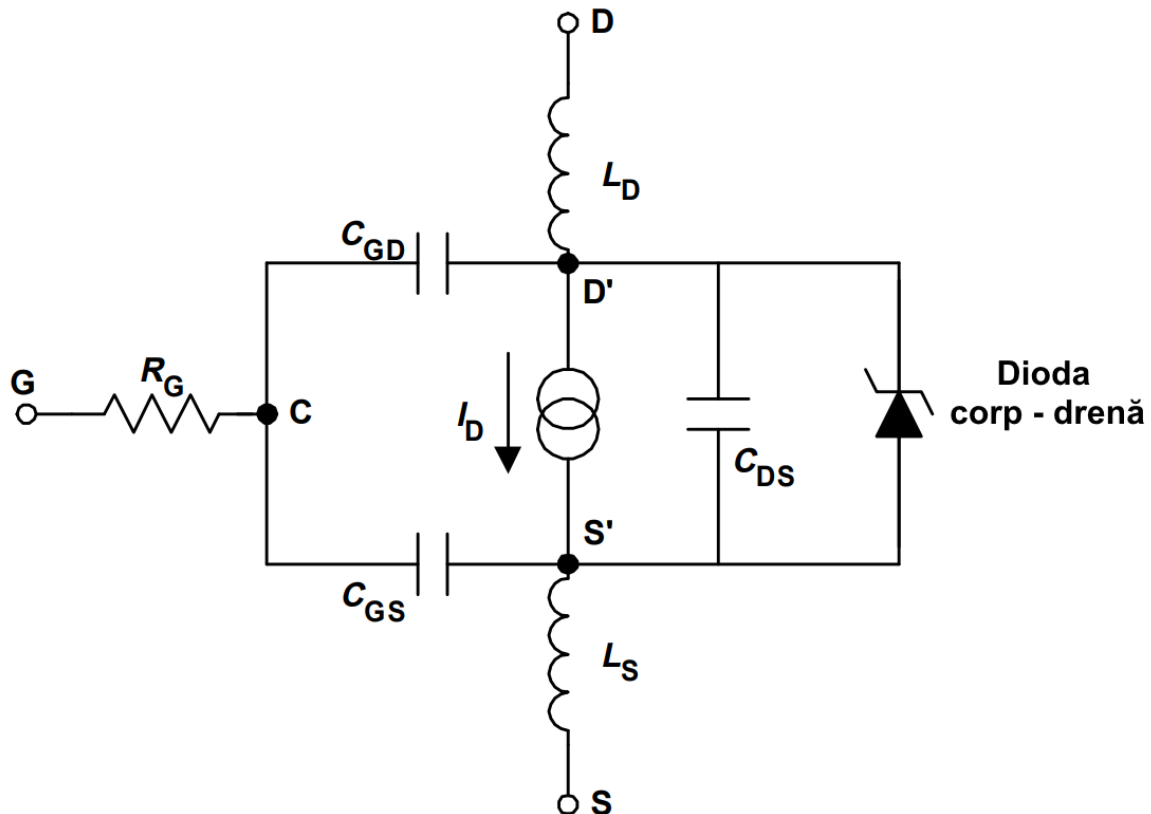


Figura 2.4. Schema echivalentă a MOSFET-ului ilustrând componentele ce au un impact puternic asupra timpului de comutație [11]

2.2.1 Sisteme de protecție ale tranzistoarelor MOSFET de putere

În aplicațiile de putere din industria automobilelor protecția și siguranța dispozitivelor de putere devine din ce în ce mai importantă datorită reglementărilor de înalte siguranță. Aceste reglementări devin din ce în ce mai restrictive pe măsură ce tot mai multe funcții mecanice comandate în principal de conducătorul autovehiculului ajung să fie controlate prin comenzi ale calculatoarelor de bord. Câteva exemple de dispozitive de putere dezvoltate de *Infineon Technologies AG* sunt: TEMPFET, HITFET și PROFET. Dispozitivul TEMPFET apărut la mijlocul anilor '80 a fost primul dispozitiv de putere cu funcții de protecție [8]. Ideea dispozitivului TEMPFET este de a folosi un tiristor împreună cu un senzor rezistiv de temperatură care este lipit pe acesta. Anodul tiristorului este conectat la pinul de poartă al MOSFET-ului de putere, iar catodul este conectat la pinul sursei [15, 16]. Rezistorul dependent de temperatură este conectat între poarta și anodul tiristorului. În Figura 2.5 se poate observa în partea stângă o imagine a dispozitivului TEMPFET, iar în partea dreaptă este ilustrată schema echivalentă [17].

TEMPFET are un prag de temperatură de 150 °C; după acest prag tiristorul este deschis, iar poarta și sursa MOSFET-ului sunt scurtcircuitate în acest caz, fapt ce duce la închiderea tranzistorului de putere MOSFET.

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

Cel mai înalt grad de integrare se regăsește la PROFET, care este folosit ca și comutator electronic în aplicații de putere în industria automobilelor. În continuare sunt prezentate funcțiile de protecție și diagnoză ale dispozitivului PROFET [18].

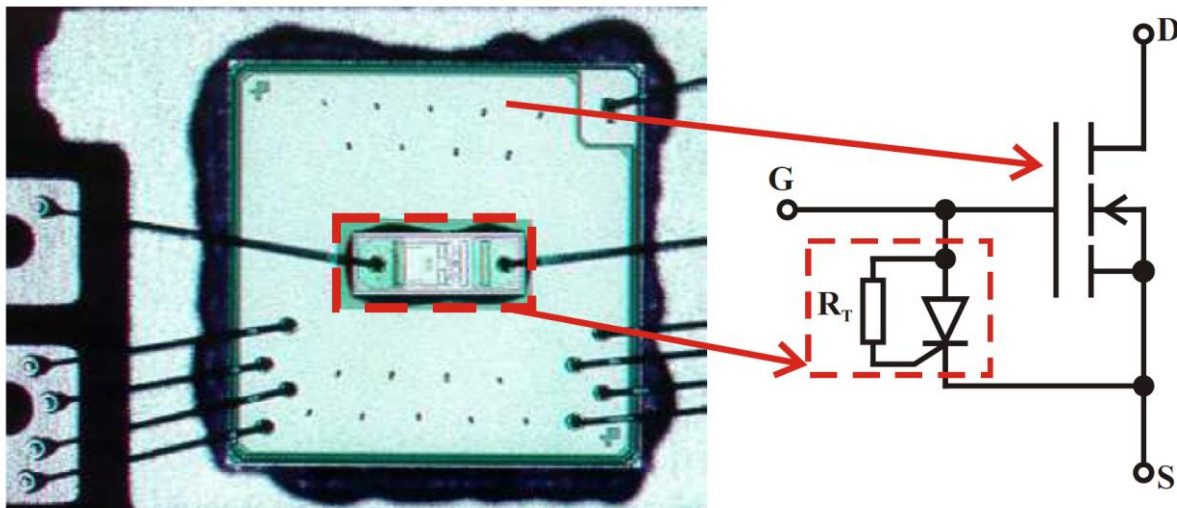


Figura 2.5. Imaginea și schema corespunzătoare unui TEMPFET [9]

Funcții de protecție:

- Protecție la scurt-circuit
- Protecție la supra-tensiune
- Protecție la inversarea polarizării
- Protecție la supra-sarcină
- Protecție la descărcări electrostatice
- Limitarea curentului la mai multe niveluri
- Oprire termică cu repornire la un curent redus

Funcții de diagnoză:

- Detecția lipsei sarcinii în starea de conducție, folosind curentul prin sarcină
- Detecția supra-sarcinii în starea de conducție, folosind tensiunea sursei
- Detecția lipsei sarcinii în starea de blocare, folosind tensiunea sursei
- Determinarea curentului prin sarcină, folosind curentul sursei

Figura 2.6 [9] prezintă schema bloc a dispozitivelor MOSFET de putere moderne concepute pentru a avea o funcțiune de comutator electronic. În această figură sunt ilustrate atât blocurile de funcții de protecție și funcții de diagnoză cât și blocul de logică necesar pentru a controla toate aceste funcționalități. Este esențial ca aceste blocuri să aibă un timp de răspuns foarte mic deoarece în interiorul dispozitivului pot apărea fenomene cu un caracter puternic neliniar.

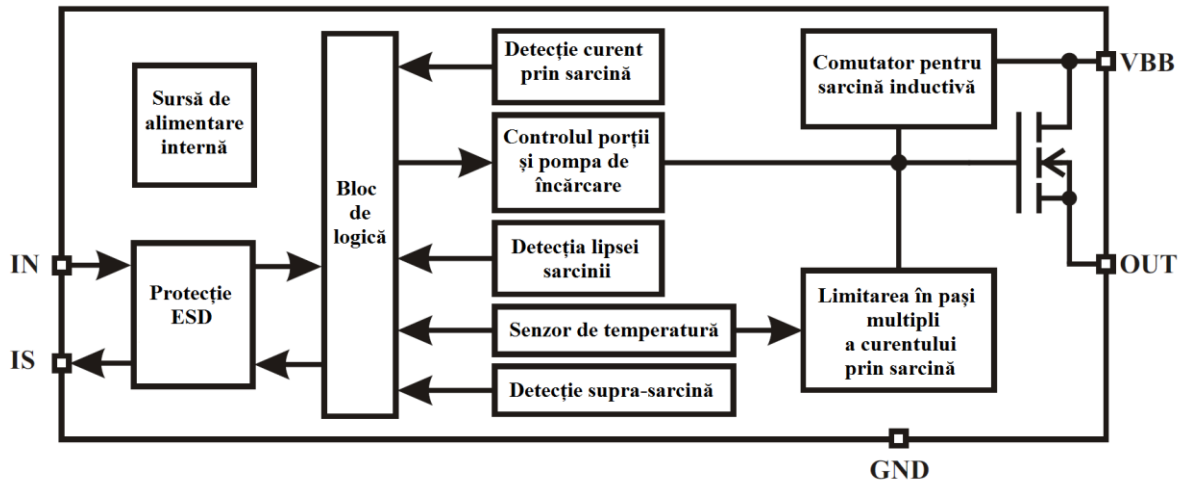


Figura 2.6. Schema bloc a unui comutator de putere inteligent [9]

Pinul IN este folosit pentru a comanda deschiderea sau închiderea comutatorului de putere, pinul IS este folosit pentru diagnoza semalului de ieșire care este conectat la sarcină prin pinul OUT. Pini VBB și GND sunt folosiți pentru alimentarea de la o sursă externă.

Pentru a se proteja, dispozitivul limitează curentul prin sarcină, I_{Load} , în cazul în care apare un scurt-circuit sau o supra-sarcină. Valoarea de prag a curentului prin sarcină, I_{Lim} , este aleasă automat în funcție de tensiunea drenă-sursă V_{DS} . Limitarea curentului prin sarcină în funcție de V_{DS} asigură încadrarea disipării puterii MOSFET-ului între anumite limite. Cu titlul de exemplu, în Figura 2.7 este ilustrat un grafic al curentului limită, I_{Lim} , în funcție de tensiunea drenă-sursă împreună cu densitatea de putere corespunzătoare unui dispozitiv cu o arie de 2mm^2 .

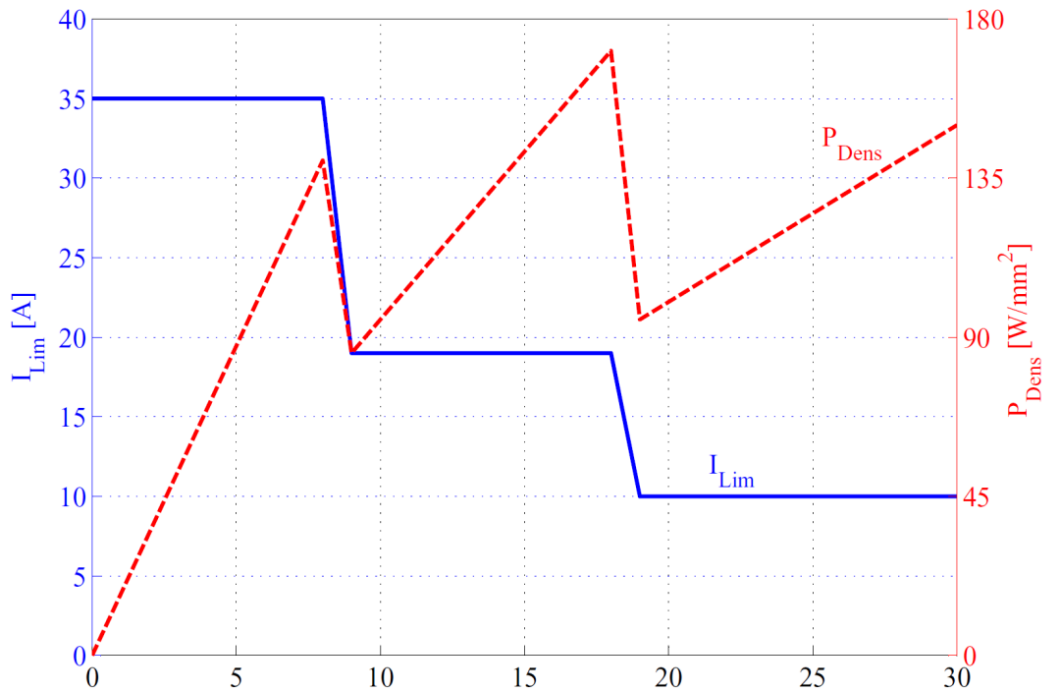


Figura 2.7. Curentul de limită I_{Lim} în funcție de tensiunea V_{DS} și densitatea de putere

$$P_{Dens} = I_{Lim} \cdot V_{DS} \text{ pentru un dispozitiv cu o arie de } 2\text{mm}^2 \text{ [9]}$$

În timpul limitării curentului, temperatura din dispozitiv crește datorită disipării puterii. Temperatura este măsurată de senzorul de temperatură iar blocul de logică ia decizia de a opri dispozitivul atunci când se depășește o temperatură de prag fixată, OT . Există două moduri de reacție a dispozitivului atunci când se depășește pragul de temperatură. O primă variantă este cea în care conducția este oprită permanent și este necesară o acțiune din exterior pentru deschiderea tranzistorului, de exemplu, un semnal extern venit de la un microcontroler. A doua variantă este oprirea cu comutație în care conducția este oprită temporar atunci când temperatura depășește pragul setat, OT , dispozitivul rămânând în această stare până când temperatura scade. Când temperatura ajunge la un prag minim ales, dispozitivul este pornit în mod automat. Al doilea mod este foarte util în aplicații din industria automobilelor. Un exemplu ar fi controlul luminilor de frânare, care în cele mai multe cazuri sunt becuri incandescente și deci mari consumatoare de putere. În acest caz repornirea comutatorului electronic ce realizează aceste operații de către un microcontroler ar însemna un factor de risc ridicat. Cele două moduri de funcționare sunt ilustrate în Figura 2.8 [9].

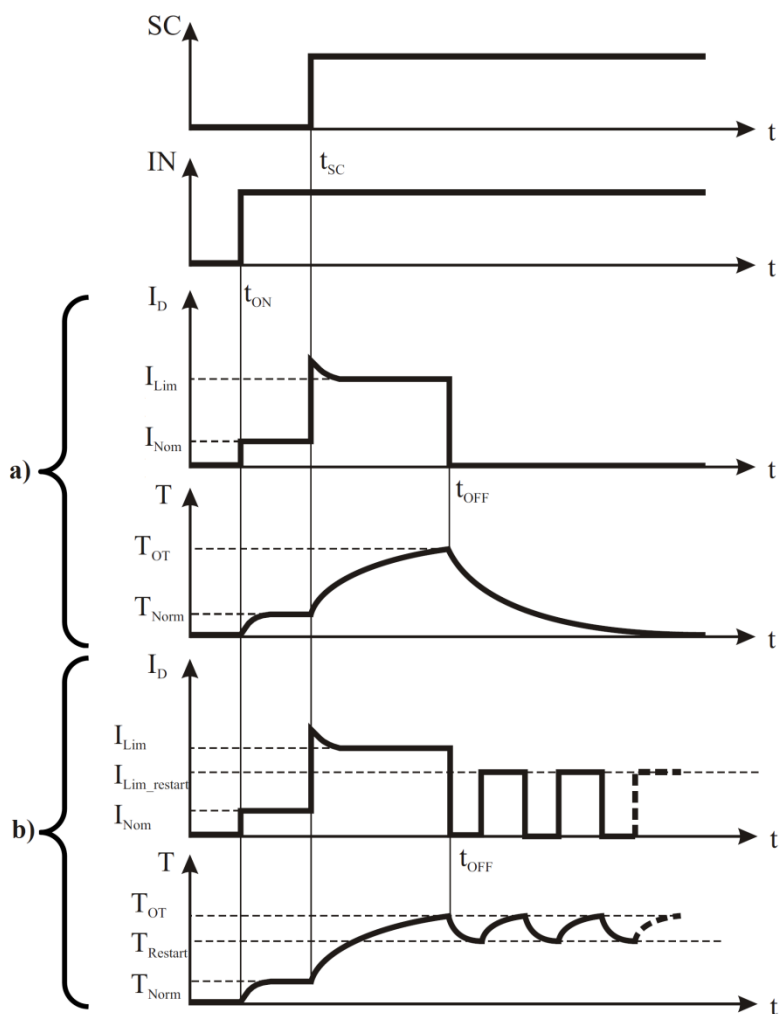


Figura 2.8. a) Curentul de drenă și temperatura pentru modul de blocare; b) Curentul de drenă și temperatura pentru modul de comutare [9]

2.2.2 Aria sigură de funcționare

Conceptul de arie sigură de funcționare, ASF, reprezintă o regiune din curba caracteristică $V_{DS} - I_D$ în care MOSFET-ul de putere poate funcționa fără a exista pericolul de distrugere a dispozitivului. Există două tipuri de ASF: aria sigură de funcționare pe termen scurt și aria sigură de funcționare pe termen lung [19].

Aria sigură de funcționare pe termen lung se încadrează ca timp între câteva secunde până la câteva mii de secunde, iar pe toată perioada acestui interval MOSFET-ul rămâne în conducție. Dacă tranzistorul rămâne la o temperatură ridicată pe întreaga perioadă, temperatură care este în același timp îndeajuns de scăzută astfel încât dispozitivul să nu cedeze la momentul respectiv dar îndeajuns de mare ca să conducă la o degradare accentuată a structurii pe termen lung, atunci acest lucru va duce la o scădere substanțială a duratei de viață a acestui dispozitiv.

Aria sigură de funcționare pe termen scurt se axează pe funcționarea dispozitivului într-un interval scurt de timp începând de la câteva nanosecunde până la câteva sute de milisecunde. În timpul descărcărilor electrostatice, fenomenele, cum ar fi activarea tranzistorului bipolar npn parazit care poate conduce la distrugerea dispozitivului, se manifestă într-o durată foarte scurtă de timp de nivelul nanosecundelor până la sute de nanosecunde. La tensiuni reduse dispozitivele MOSFET de putere pot suporta un curent de nivel ridicat doar pentru o anumită perioadă scurtă de timp. Aceste limite ale curentului de drenă și tensiunii drenă-sursă la care dispozitivul cedează definesc aria sigură de funcționare electrică. ASF electrică este evaluată folosind pulsuri de semnal dreptunghiular cu o durată de 100 de nanosecunde.

Interacțiunea între energia electrică și cea termică produsă de încălzirea MOSFET-ului de putere se dovedește a fi esențială în înțelegerea atât a limitei puterii care poate fi disipată cât și a ariei sigure de funcționare. În lucrarea [20] se prezintă efectul temperaturii asupra activării tranzistorului npn bipolar parazit care duce la distrugerea dispozitivului. Această dependență între temperatură și distribuția densității de curent este foarte importantă în determinarea ariei sigure de funcționare. Folosind pulsuri de putere cu durate de la nivelul microsecundelor până la nivelul milisecundelor se determină aria sigură de funcționare ce ține cont și de efectele descrise mai sus. Aceasta se numește arie sigură de funcționare electro-termică și este unul dintre factorii decisivi în procesul de asigurarea unei protecții optime a dispozitivului de putere, în cazul de față un MOSFET.

În Figura 2.9 [4] este prezentat un grafic generic al ariei sigure de funcționare pentru un tranzistor MOSFET de putere în spațiul curent-tensiune. Acest grafic indică ce combinații de parametri putem folosi astfel încât riscul ca tranzistorul să cedeze să fie minim și deci să nu ajungem la distrugerea acestuia.

Există mai multe limite definite de acest grafic, prima dintre ele se referă la curentul maxim care poate trece prin drenă, $I_{D,max}$, reprezentat prin linia orizontală. În exemplul de față $I_{D,max}$ are o valoare de aproximativ 25A.

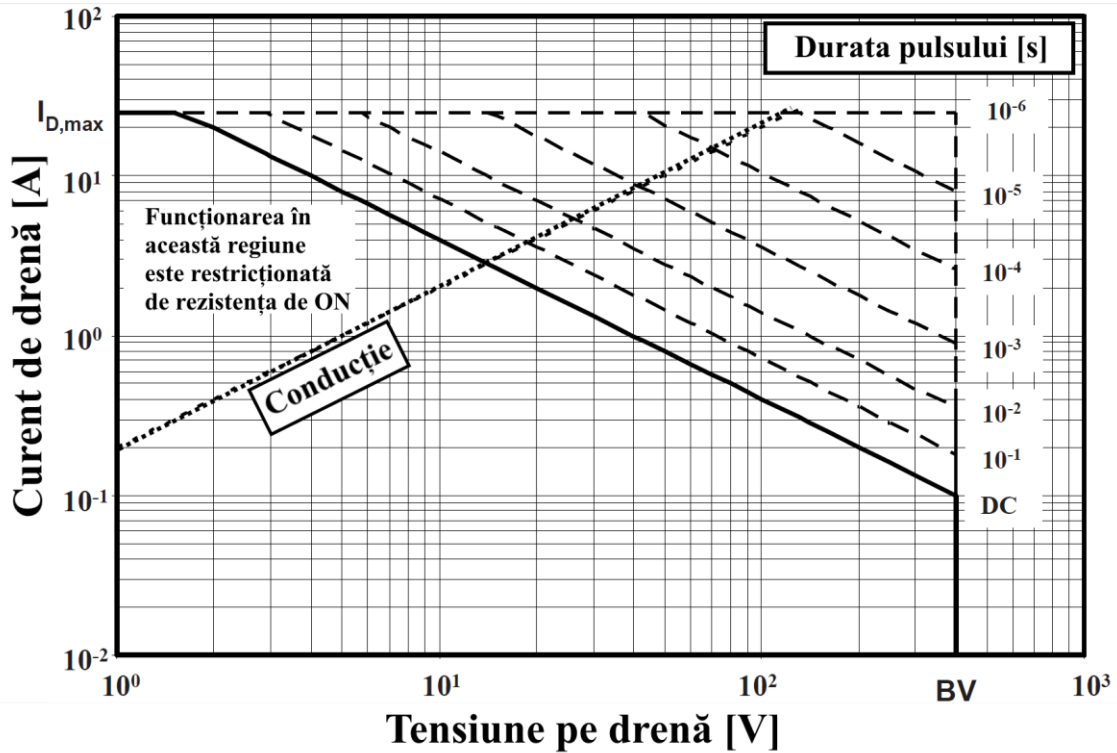


Figura 2.9. Exemplu generic de ASF a unui tranzistor MOSFET de putere [4]

O altă limită este reprezentată de tensiunea de blocare, BV , ilustrată prin linia verticală și care în acest exemplu este de 400V. Cea de-a treia limită se referă la tensiunea în starea de conducție, care depinde de rezistența din starea de conducție, R_{ON} ca în formula 2.5.

$$I_D = \frac{V_D}{R_{ON}} \tag{2.5}$$

Ultima limită prezentată în Figura 2.9 se referă la temperatura maximă a joncțiunii și este indicată de liniile oblice spre stânga. Se poate observa limita în regim continuu, trasată cu o linie continuă, urmată de linii punctate ce au ca semnificație aplicarea puterii în pulsuri cu o durată definită. Aria sigură de funcționare se lărgeste odată cu scăderea duratei pulsului deoarece aceasta implică și o scădere a puterii disipate în cip și deci o temperatură mai scăzută la care ajunge tranzistorul MOSFET.

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

CAPITOLUL 3

ANALIZA ELECTRO-TERMICĂ

O etapă importantă în dezvoltarea unui dispozitiv semiconductor este analiza electro-termică al cărei rezultat oferă o viziune asupra puterii maxime la care acesta poate funcționa pentru o perioadă prestabilită de timp. Transferul de putere se realizează în majoritatea cazurilor printr-o înlănțuire de impulsuri electrice ceea ce implică faptul ca tranzistorul are un timp de conducție și un timp de relaxare. Distrugerea imediată sau în timp a dispozitivului apare atunci când pulsul aplicat depășește o limită de putere sau de timp. Astfel se pot lua măsuri pentru a preveni degradarea accelerată în timp a dispozitivului sau chiar distrugerea accidentală a acestuia. In cazul unui tranzistor DMOS care este destinat funcționării la puteri mari este de la sine înțeles că limitarea puterii aplicate pe tranzistor nu este o soluție și deci este esențială atât identificarea factorilor care duc la nerespectarea specificațiilor impuse cât și o corecție drastică a acestor parametri.

Analiza electro-termică presupune modelarea atât a fenomenelor de natură electrică cât și a fenomenelor termice ce apar în interiorul dispozitivului atunci când se aplică un nivel de putere pe acesta.

3.1 SIMULATORUL ELECTRO-TERMIC

Simulatoarele electro-termice sunt unelte special concepute pentru estimarea temperaturii unui dispozitiv la momente discrete de timp pe durata funcționării acestuia. În cazul determinării ariei sigure de funcționare se dorește în principal estimarea celei mai ridicate temperaturi ce poate apărea în interiorul dispozitivului dar și alți factori care pot indica stresul termic exercitat asupra structurii în cauză. Aceste simulatoare țin cont de fenomenele de natură termică și de fenomenele de natură electrică ce se desfășoară în interiorul dispozitivului între starea inițială și starea finală.

La intrarea simulatorului electro-termic este necesară livrarea structurii dispozitivului, un model tridimensional descris atât prin parametri spațiali (lungime, lățime, grosime, pozitionare în spațiu) dar și de parametri de material (proprietăți termice ale materialului folosit în blocul respectiv). Totalitatea parametrilor spațiali poartă denumirea de geometrie a structurii. La intrarea simulatorului trebuie să avem și condițiile de desfășurare ale simulării cum ar fi temperatura mediului în care se dorește simularea dispozitivului, parametri temporali (prin care se definește durata aplicării pulsurilor de putere sau durata întregii simulări) și parametri electrici (tensiunea și curentul care sunt aplicate pe dispozitiv). Parametrii electrici sunt folosiți pentru modelarea unei surse generatoare de căldură. Astfel în diferite tehnologii de realizare a dispozitivelor se pot regăsi modele diferite de surse termice, chiar dacă tensiunea și curentul aplicat au aceeași valoare. Un bun simulator electro-termic trebuie să livreze la ieșire toți parametri necesari pentru a înțelege comportamentul structurii pe parcursul simulării (nu numai temperatura în diverse puncte ale dispozitivului).

3.1.1 Principiul de funcționare

Funcționarea simulatorului electro-termic are ca principiu cuplarea fenomenelor de natură electrică cu fenomenele de natură termică după modelul ilustrat în Figura 3.1. La intrarea în simulator se află parametrii descriși mai sus. Modelul electric decide într-o primă fază, luând în considerare parametri de intrare, ce putere trebuie aplicată structurii. Modelul termic preia datele de la modelul electric și pe baza acestora începe simularea termică. Este de menționat faptul că simularea poate fi de tipul determinării echilibrului termic, caz în care la ieșire vom avea parametri ce conduc la acest echilibru, sau cazul în care se dorește obținerea unor parametri intermediari la diverse momente discrete de timp, înainte ca structura să ajungă la un echilibru termic. Modelul termic începe prin a eșantiona volumul structurii în volume discrete de material care să respecte condiția unei distribuții cât mai uniforme a temperaturii. Acest proces de discretizare se numește *meshing* [38] și rolul lui este de a asigura o precizie cât mai bună a rezultatelor obținute cu costul creșterii volumului de calcul. Simulatorul utilizează cuboide ca volume finite. Acestea sunt potrivite pentru discretizare deoarece dispozitivele semiconductoare au în general geometrii de tip Manhattan. De asemenea acestea pot fi folosite cu ușurință în cazul în care se dorește o discretizare adaptivă, absolut necesară în cazul structurilor cu un grad de complexitate ridicată și cu un factor de aspect mare.

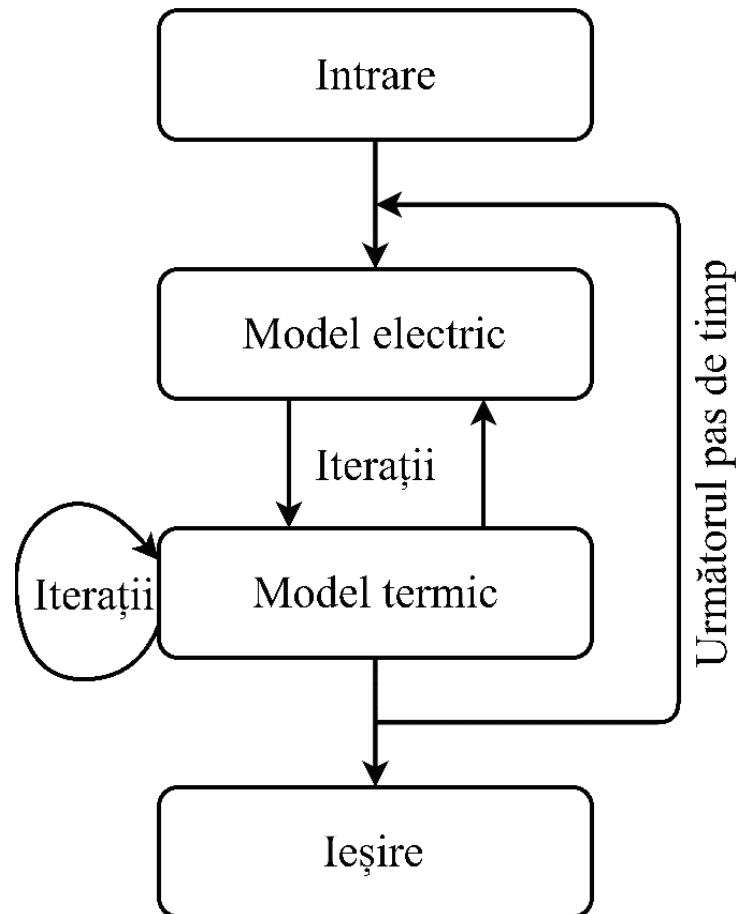


Figura 3.1. Schema generală a simulatorului electro-termic [21]

Un exemplu pentru o astfel de discretizare este prezentat în Figura 3.2. De asemenea și regiunea sursei generatoare de căldura poate permite o discretizare [39]. Discretizarea inițială este generată în mod automat de către simulator. Apoi, se obține o primă estimare a temperaturii. Plecând de la aceasta, într-un prim pas se identifică zonele în care temperatura nu respectă anumite condiții prestabilite urmând ca aceste regiuni să fie ulterior împărțite în altele de dimensiune mai redusă.

Un exemplu de astfel de condiție care ar putea fi impusă pentru realizarea unei discretizări adaptive ar fi ca diferența de temperatură între două volume discrete alăturate să nu depășească un anumit prag. Desigur că există și restricții asupra acestui proces astfel încât să nu se ajungă la o discretizare mult prea amănunțită: simulatorul se asigură că dimensiunile regiunilor adiacente se schimbă doar treptat. În cazul de față, un volum poate fi de cel mult trei ori mai mare decât vecinii acestuia, după cum este exemplificat în Figura 3.2. În plus, pe lângă chip-ul propriu-zis, trebuie să fie luate în considerare și celelalte regiuni pentru a obține rezultate cu o precizie ridicată [38].

Cu toate acestea, pentru a reduce complexitatea discretizării se poate efectua o înlocuire a unor regiuni complexe cu straturi echivalente mai simple din punct de vedere al structurii. Acest lucru se pretează în primul rând, pentru regiunea activă a MOSFET-ului. Aici nu este necesar să

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

se țină cont de detaliile de construcție ale dispozitivului și se poate face presupunerea că există un strat subțire și omogen de siliciu aflat la suprafața chipului, după cum ilustrează și Figura 3.2. Condiția pentru ca această aproximare să conducă la rezultate valide și de precizie este ca detaliile de construcție ale dispozitivului să fie mult mai mici față de distanța parcursă de frontul de propagare al undei de căldură după câteva microsecunde de disipare a puterii. Această simplificare a fost validată empiric în [38].

În al doilea rând, se pot înlocui toate straturile subțiri de metal, cu excepția stratului de metalizare de putere (de cupru), punctele de trecere între diferite straturi și straturile dielectrice cu un strat echivalent din punct de vedere termic cu parametrii de material uniformi. Acest lucru este justificat de acoperirea uniformă cu metal în straturile inferioare și în straturile de trecere într-un design de performanță ridicată datorită cerințelor de electromigrație și de rezistența în starea de funcționare. Căldura specifică a stratului echivalent este calculată folosind căldurile specifice ale straturilor constitutive pe care acesta le înlocuiește.

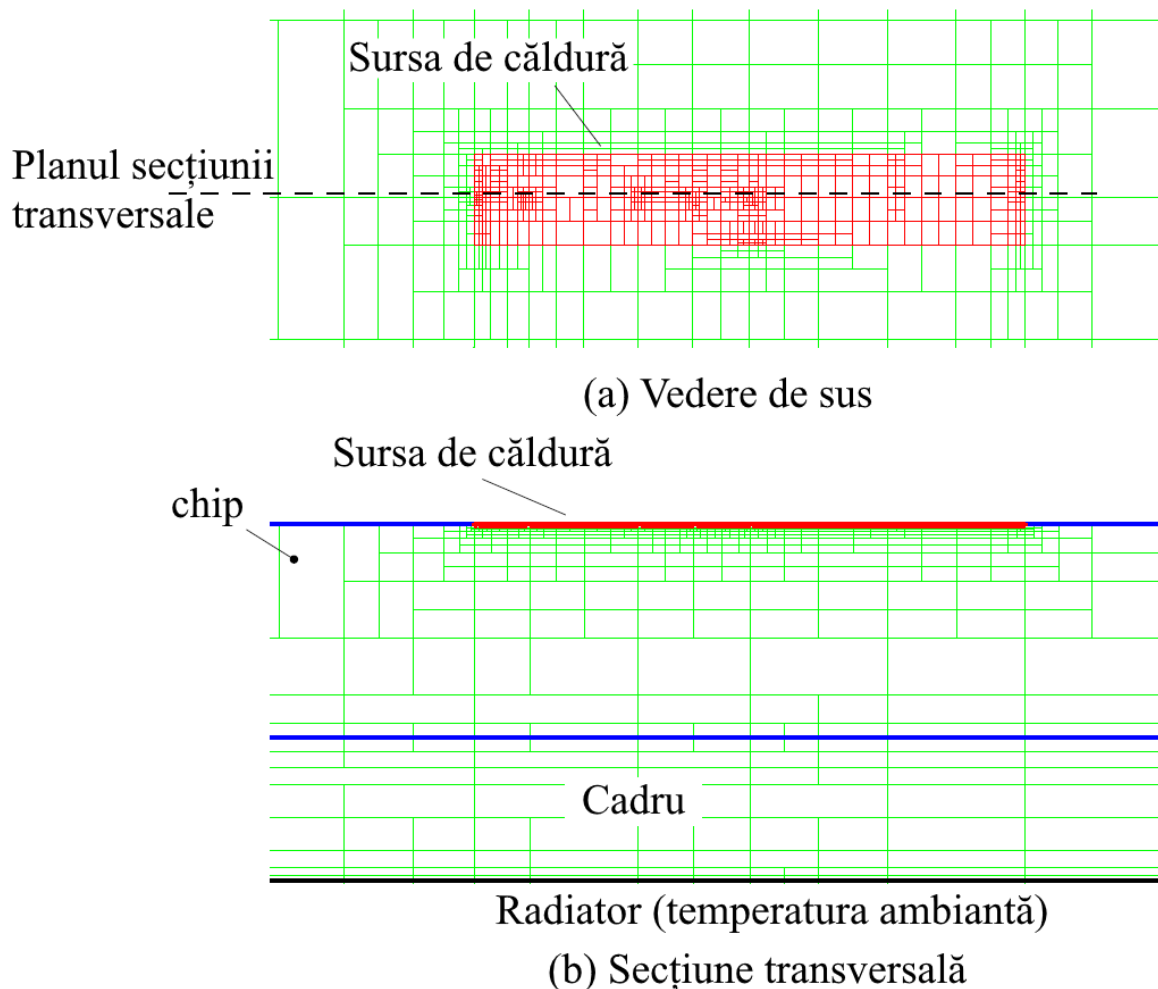


Figura 3.2. Vedere de sus și secțiune transversală a unei discretizări volumetrice în simulare a structurii unui MOSFET. Cu roșu este ilustrată sursa generatoare de căldură, cu verde celelalte tipuri de straturi iar liniile albastre desemnează delimitarea între straturi. [38]

Principala problemă în echivalarea cu un singur strat o constituie calculul unei rezistențe termice echivalente. Rezistența termică în cazul de față nu poate fi determinată cu ușurință datorită complexității detaliilor de construcție ale stratului inferior de metal și ale stratului de legătură. De asemenea este importantă atât conducția termică pe axa verticală cât și pe axa orizontală. În lucrarea [38] este prezentată o metodă empirică de determinare a conductanțelor termice. Aceasta se bazează pe faptul că influența straturilor de metalizare este mai pronunțată la creșterea inițială de temperatură din interiorul dispozitivului și astfel conductanța termică a stratului echivalent poate fi determinată îndată ce sunt obținute rezultatele de simulare ale primelor iterații.

În continuare se trece la calculul efectiv al ecuațiilor termice pentru ficare dintre aceste volume discrete, ținând cont de temperatura acestora pentru momentul de timp și considerând că aceste volume fac parte dintr-o rețea termică. De altfel, această rețea termică poate fi privită ca o rețea electrică în care elementele discrete de circuit electrice sunt înlocuite cu elemente de circuit termice. Sistemul obținut astfel din rețea este unul de tip neliniar. Algorimul de rezolvare se bazează pe iterații succesive, simulări urmate de resimulări în care parametrii de material sunt modificați în concordanță cu schimbările de temperatură intervenite pe parcurs iar convergența se atinge atunci când parametrii calculați se modifică într-un mod ne semnificativ. Cuplajul electro-termic este asigurat considerând că potențialul electric în sursă și drenă este uniform pe întreaga suprafață a dispozitivului. În aceste condiții simulatorul calculează tensiunea poartă-sursă astfel încât să fie respectat principiul conservării energiei.

Ecuațiile termice folosite de simulator sunt ecuațiile de transfer ale căldurii. Conducția căldurii într-un corp solid este procesul în care schimbul de energie are loc între regiuni de temperatură ridicată și regiuni cu temperatură scăzută datorită prezenței unui gradient de temperatură în corp.

Relația dintre fluxul de căldură și gradientul de temperatură este dată de legea Fourier, numită după matematicianul francez și fizicianul Jean Baptiste Joseph Fourier [22]. Legea Fourier pentru un corp solid omogen, izotrop, adică un corp construit dintr-un material cu conductivitate termică independentă de direcție este descrisă în cele ce urmează prin formula (3.1) [9].

$$q(r, t) = -k\nabla T(r, t) \quad (3.1)$$

unde gradientul de temperatură, $\nabla T(r, t)$, este un vector normal față de suprafața izotermică, vectorul fluxului de căldură, $q(r, t)$, reprezintă fluxul de căldură pe unitate de timp și arie a suprafeței izoterme în direcția de scădere a temperaturii și k este numită conductivitatea termică a materialului (o cantitate pozitivă). Semnul minus din relația (3.1), ce ponderează constanta k este introdus cu scopul de a privi fluxul de căldură ca pe o cantitate pozitivă, deoarece $q(r, t)$ indică direcția scăderii temperaturii.

Fluxul de căldură pentru un anumit gradient de temperatură este direct proporțional cu constanta k a materialului respectiv. Prin urmare, conductivitatea termică a materialului k este o proprietate importantă, care controlează fluxul de căldură din material.

Ecuția diferențială a conducerii termice într-un corp un solid omogen, izotrop cu o sursă de generare a căldurii în interiorul corpului este descrisă în cele ce urmează. Producerea de căldură la tranzistoarele MOSFET de putere se datorează, în principal, pierderilor de energie de natură electrică.

Pentru început presupunem că avem un volum de material solid omogen și izotrop ca în Figura 3.3. Acest volum trebuie să respecte principiul conservării energiei descris de ecuația (3.2) [23].

$$\left[\begin{array}{l} \text{cantitatea de căldură} \\ \text{ce intră prin} \\ \text{suprafața } A \\ \text{volumului } V \end{array} \right] + \left[\begin{array}{l} \text{cantitatea} \\ \text{de căldură} \\ \text{generată în } V \end{array} \right] = \left[\begin{array}{l} \text{cantitatea} \\ \text{de căldură} \\ \text{stocată în } V \end{array} \right] \quad (3.2)$$

Fluxul de căldură, reprezentând cantitatea de căldură care intră prin aria A a volumului V este dată de ecuația (3.3), unde dA este suprafața infinitezimală de arie, \hat{n} este vectorul unitar normal la elementul de suprafață dA îndreptat spre exterior, $q(r,t)$ este vectorul flux de căldură la dA . Aici este inclus semnul minus pentru a se asigura că fluxul de căldură este orientat spre interiorul lui V . În continuare, teorema divergenței este folosită pentru a converti integrala de suprafață în integrală de volum. Teorema divergenței afirmă că fluxul de ieșire al unui câmp de vectori printr-o suprafață închisă, este egală cu integrala divergenței volumului cuprins de suprafață. Divergența câmpului de vectori într-un punct dat descrie influența sursei în acel punct.

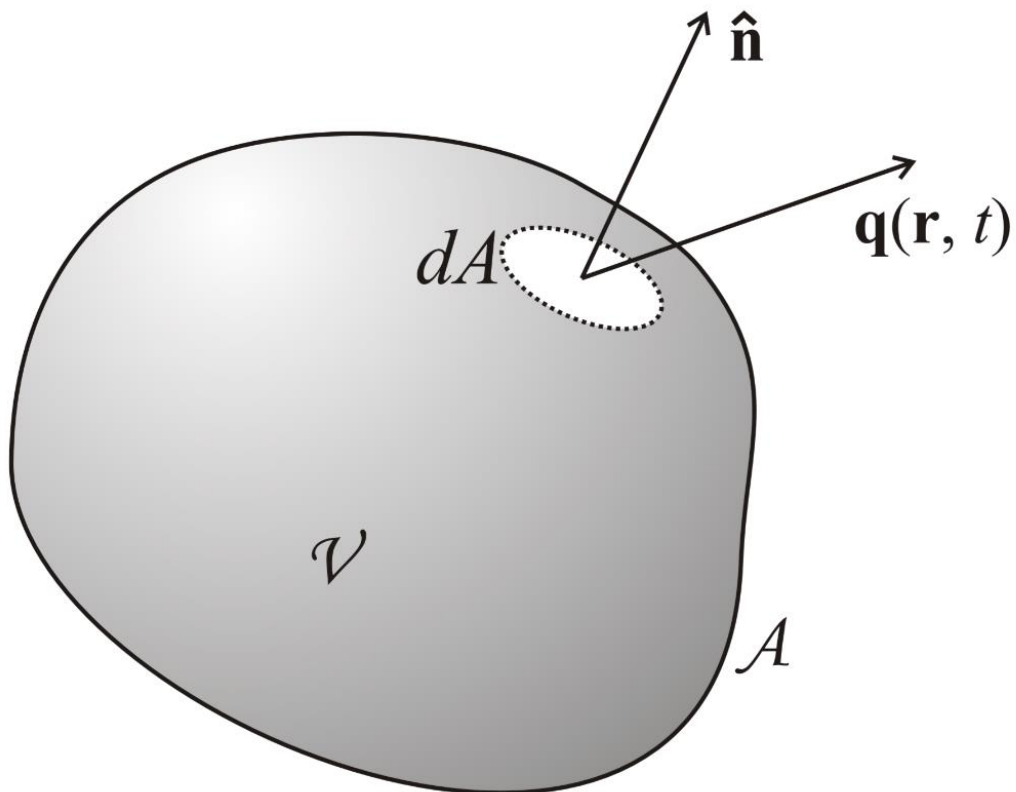


Figura 3.3. Ilustrarea ecuației diferențiale a fluxului de căldură [9]

$$\left[\begin{array}{l} \text{cantitatea de căldură} \\ \text{ce intră prin} \\ \text{suprafața } A \\ \text{volumului } V \end{array} \right] = - \oint_A q(r, t) \cdot \hat{n} \, dA = - \int_V \nabla \cdot q(r, t) \, dV \quad (3.3)$$

Formula (3.4) prezintă cantitatea de căldură generată în V . Generarea de căldură pe unitate de timp și de volum, este notată cu $g(r, t)$. Formula (3.5) ilustrează cantitatea de căldură stocată în V , unde ρ denotă densitatea de masă a materialului și c este căldura specifică.

$$\left[\begin{array}{l} \text{cantitatea de căldură} \\ \text{generată în } V \end{array} \right] = \int_V g(r, t) \, dV \quad (3.4)$$

$$\left[\begin{array}{l} \text{cantitatea de căldură} \\ \text{stocată în } V \end{array} \right] = \int_V \rho c \frac{\partial T(r, t)}{\partial t} \, dV \quad (3.5)$$

Înlocuind în formula (3.2) obținem

$$\int_V \left(-\nabla \cdot q(r, t) + g(r, t) - \rho c \frac{\partial T(r, t)}{\partial t} \right) dV = 0 \quad (3.6)$$

Dacă impunem condiția ca volumul V să fie îndeajuns de mic atunci teoria spune că pentru unități infinitezimale rezultatul integralei poate fi aproximat cu rezultatul expresiei aflate sub integrală (3.7).

$$-\nabla \cdot q(r, t) + g(r, t) = \rho c \frac{\partial T(r, t)}{\partial t} \quad (3.7)$$

Înlocuind vectorul flux de căldură pe unitate de timp și suprafață $q(r, t)$ din formula (3.1) atunci obținem ecuația (3.8).

$$\nabla \cdot [k \nabla T(r, t)] + g(r, t) = \rho c \frac{\partial T(r, t)}{\partial t} \quad (3.8)$$

Conductivitatea termică este dependentă în general de temperatură, în cazul siliciului conductivitatea termică este invers proporțională cu temperatura. Pentru un mediu cu o conductivitate termică independentă de temperatură k , ecuația diferențială a conducției căldurii se poate simplifica astfel:

$$\nabla^2 T(r, t) + \frac{1}{k} g(r, t) = \frac{1}{\alpha} \frac{\partial T(r, t)}{\partial t}, \text{ unde } \alpha = \frac{k}{\rho c} \quad (3.9)$$

Coeficientul de difuzie termică α , este asociat cu viteza de propagare a căldurii în solid atunci când apar schimbări de temperatură de-a lungul timpului. Cu cât α este mai mare, cu atât este mai rapidă propagarea căldurii în mediu. Cu alte cuvinte, cu cât α este mai mare, cu atât este necesar un timp mai scurt pentru a se realiza transferul termic de căldură între interiorul și exteriorul volumului considerat.

Distrugerea unui MOSFET de putere datorată încălzirii excesive la producerea unui scurtcircuit sau în condiții în care apare o suprasarcină are loc în mijlocul dispozitivului. Acesta este cazul în care nu există niciun fir de legătură sau senzor de temperatură încorporat în partea superioară sau goluri din stratul de lipire, care să perturbe distribuția temperaturii prin răcire sau încălzire în exces. Distrugerea dispozitivului este observabilă și din punct de vedere optic, nu numai din punct de vedere al funcționării prin apariția unei urme de arsură foarte aproape de centru după defectarea acestuia. Într-un proces de analiză mai amănunțită a defecțiunilor se arată că această urmă de ardere este de dimensiuni cu mult mai reduse în comparație cu dimensiunile dispozitivului sau ale ariei active. Plecând de la această ipoteză se poate admite că fluxul de căldură într-un dispozitiv MOSFET de putere poate fi descris într-o primă aproximație pe baza modelului propagării fluxului de căldură într-un solid semi-infinit în care este prezentă o sursă generatoare de căldură. Acest model care este ilustrat în Figura 3.4.[9].

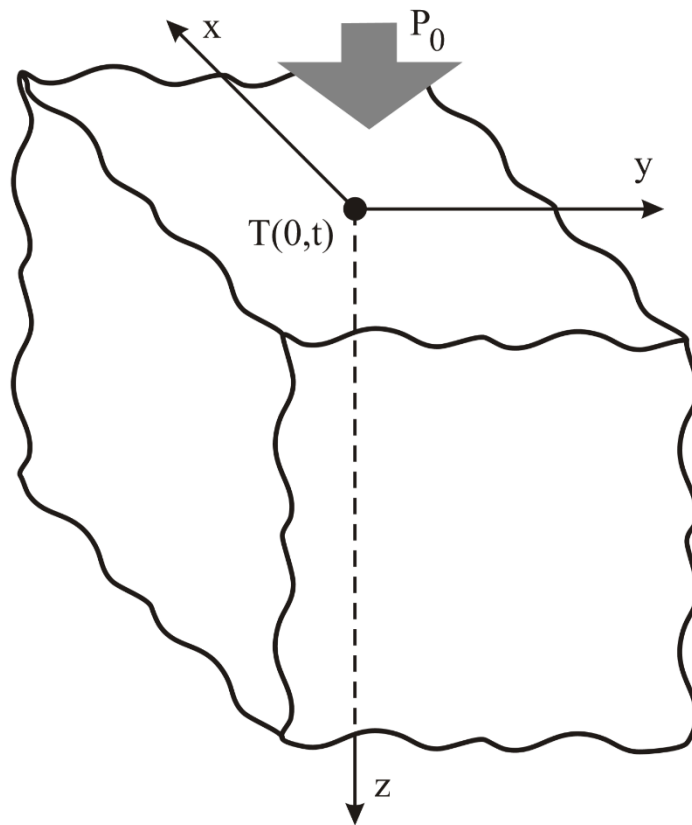


Figura 3.4. Un corp solid semi-infinit cu o sursă constantă de căldură plasată deasupra. Temperatura maximă, $T(0,t)$, apare în centru, unde $(x,y,z)=(0,0,0)$ [9]

Pentru investigarea ASF a dispozitivului, maximul temperaturii care se produce la punctul de distrugere poate fi descris prin ecuația diferențială unidimensională a conductivității termice prezentată în (3.10). Fluxul de căldură în acest caz este în principal orientat pe direcția z și maximul de temperatură se regăsește în centrul dispozitivului cu coordonatele $(x,y,z) = (0,0,0)$. Ecuația diferențială unidimensională a conductivității termice cu coeficientul de conducție k , constant și independent este prezentată în (3.10).

$$\frac{\partial^2 T(r, t)}{\partial z^2} + \frac{1}{k} g(r, t) = \frac{1}{\alpha} \frac{\partial T(r, t)}{\partial t} \quad (3.10)$$

Soluția analitică pentru ecuația de mai sus pentru un solid semi-infinit cu o sursă generatoare de căldură descrisă printr-o funcție de timp și omogenă pe suprafața $z=0$ este prezentată în formula (3.11)[24].

$$T(z, t) = T_0 + \frac{1}{k} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \int_0^t P(t - \tau) e^{-\frac{z^2}{4\alpha\tau}} \frac{1}{\sqrt{\tau}} d\tau \quad (3.11)$$

T_0 reprezintă temperatura ambiantă exprimată în Kelvin, iar dacă sursa generatoare de căldură este constantă în timp $P(t - \tau) = P_0$, atunci expresia de mai sus se simplifică ajungând la formula (3.12)[24].

$$T(z, t) = T_0 + \frac{2P_0}{k} \left[\sqrt{\frac{\alpha t}{\pi}} e^{-\frac{z^2}{4\alpha t}} - \frac{z}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{z}{2\sqrt{\alpha t}} \right) \right] \quad (3.12)$$

Temperatura din centrul dispozitivului poate fi calculată alegând $z=0$ și substituind în relația (3.12). Următoarele ipoteze simplificatoare sunt făcute pentru a permite calculul soluției analitice a lui (2.8). Căldura specifică și conductivitatea termică sunt constante și independente de temperatură. Suprafața dispozitivului este infinită, iar fluxul de căldură în punctul $z = 0$ este constant. Temperatura maximă este dată de:

$$T(0, t) = T_0 + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{\sqrt{k \cdot c_v}} \cdot \sqrt{t} \cdot P_0, \text{ cu } c_v = c \cdot \rho \quad (3.13)$$

Primul termen din partea dreaptă a lui (3.13), T_0 , este temperatura de pornire sau temperatura mediului în care se află dispozitivul. Al doilea termen este un factor de multiplicare constant. Al treilea termen descrie proprietățile de material, c_v fiind căldura specifică volumului de material. Ultimii doi termeni din partea dreaptă a formulei (3.13) descriu dependența temperaturii în funcție de timp și a fluxul de căldură în centrul corpului solid semi-infinit respectiv. Temperatura crește cu rădăcina pătrată a timpului și cu generarea unei cantități mai mari de căldură la suprafața corpului. Mai mult, creșterea temperaturii este mai bruscă pentru materialele cu $k \cdot c_v$ mai mic decât în cazul materialelor cu $k \cdot c_v$ mai mare. În Figura 3.5, temperatura relativă la temperatura ambiantă ($T(z, t) - T_0$) este reprezentată grafic pentru diferite valori ale timpului, pentru diferite coordonate z și pentru $P_0 = 400\text{W/mm}^2$. Aceasta corespunde creșterii temperaturii la diferite poziții z pe direcția verticală a solidului semi-infinit și pentru timpii specifici de puls. Parametrii de material utilizați sunt cei ai siliciului la 300K, $k=1.42\text{W}/(\text{cm}\cdot\text{K})$ și $\alpha=0.9\text{cm}^2/\text{s}$. Din Figura 3.5, se poate observa că temperatura crește odată cu trecerea timpului. Maximul temperaturii se regăsește la $z = 0\mu\text{m}$, așa cum era de așteptat, și scade odată cu înaintarea pe axa z . Figura 3.6 ilustrează temperatura maximă relativă la temperatura ambiantă ($T(0, t) - T_0$) din ecuația (3.13)

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

pentru diferiți timpi și valori diferite pentru P_0 . Curbele corespund creșterii temperaturii în centrul solidului semi-infinit atunci când impulsuri cu o densitate a puterii constantă sunt aplicate cu valori diferite pentru amplitudine pe suprafața $z = 0\mu\text{m}$. Din nou, se folosesc parametrii de material ai siliciului la temperatura de 300K, adică $c_v = 1.64\text{J}/(\text{cm}^3 \cdot \text{K})$. Temperatura din centrul solidului semi-infinit crește proporțional cu \sqrt{t} și P_0 [9].

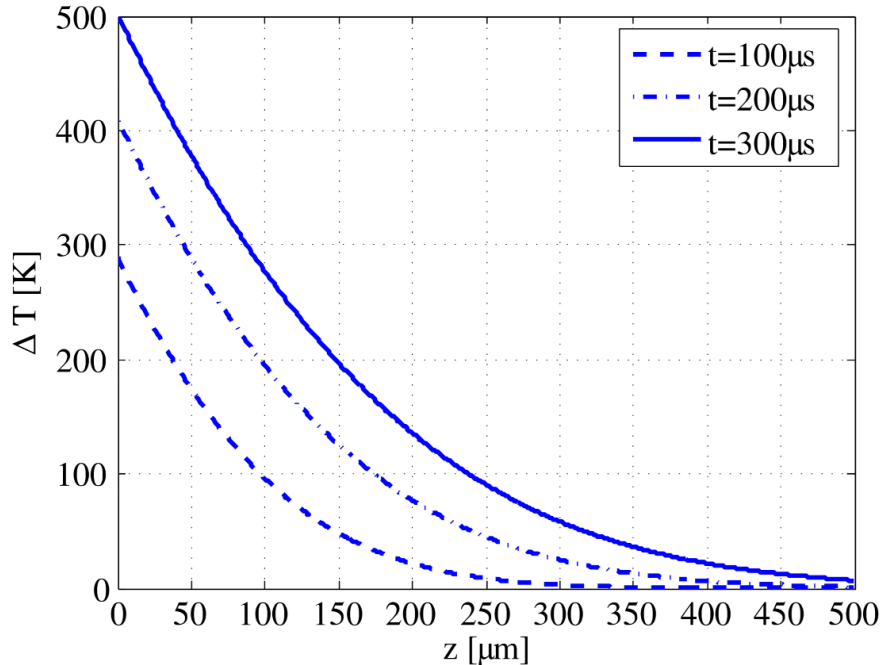


Figura 3.5. Temperatura $T(z, t) - T_0$ pentru diferite valori ale timpului și valori diferite pe axa z . Sursa generatoare de căldură este una constantă cu $P_0 = 400\text{W}/\text{mm}^2$ [9]

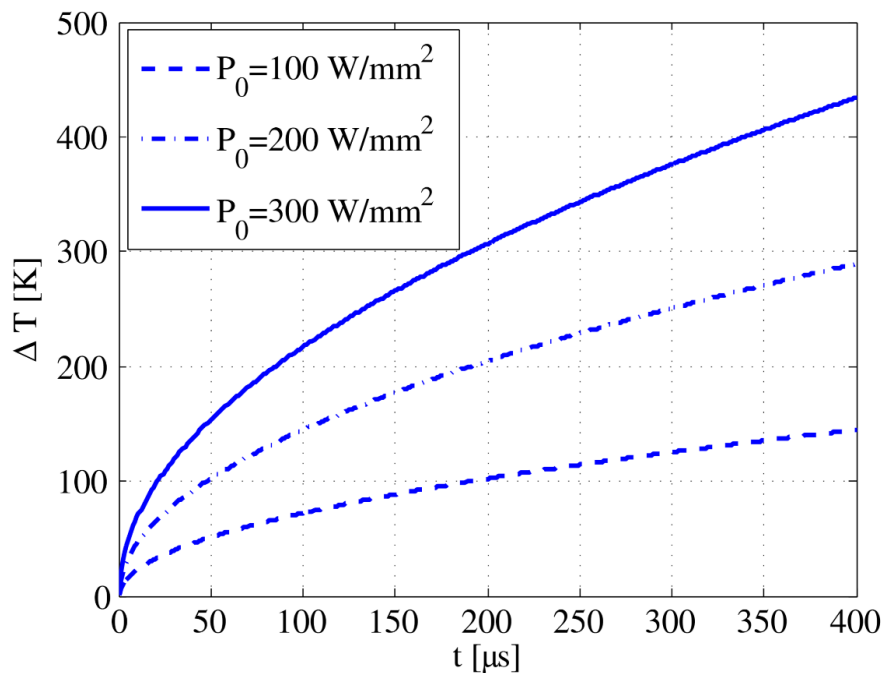


Figura 3.6. Temperatura $T(z, t) - T_0$ pentru diferite valori ale timpului și valori diferite ale P_0 [9]

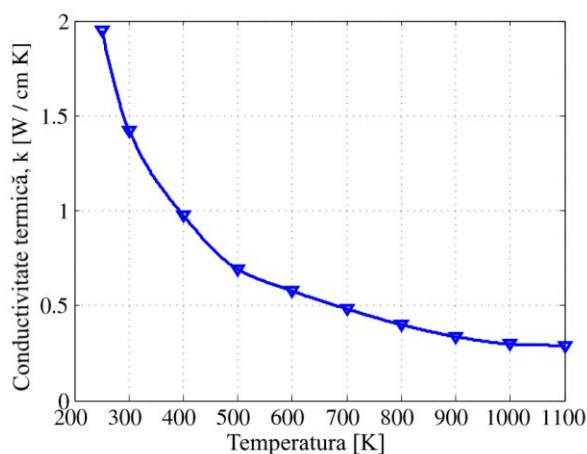
Căldura dintr-un tranzistor MOSFET de putere este de obicei generată direct în cipul de siliciu, de aceea este regiunea cu cea mai mare temperatură. Simulatorul electro-termic dispune de modele de surse de căldură pentru diferite niveluri de putere. Aceste surse sunt caracterizate prin căldura generată într-o unitate de volum. Proprietățile termice de material ale siliciului sunt dependente de temperatură [24, 25].

Figura 3.7 prezintă proprietățile de material ale siliciului în funcție de temperatură. În mod deosebit k este puternic dependent de temperatură, ceea ce conduce la o dependență semnificativă de temperatură a termenului α . Conductivitatea termică prezentată în Figura 3.7a se schimbă de la 1.42W/(cm·K) la 300K până la 0.58W/(cm·K) la 600K. Valorile conductivității termice k determinate în [24] și [25] pot fi modelate cu o lege de putere simplă prezentată de relația (3.14) [9, 26].

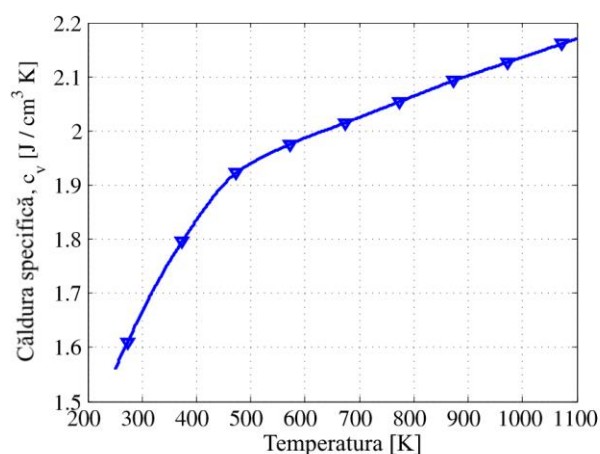
$$k(T) = a \cdot \left(\frac{T}{300 \text{ K}} \right)^{-b} \quad (3.14)$$

Utilizând valorile $a = 1.45\text{W}/(\text{cm} \cdot \text{K})$ și $b = 1.36$, compromisul dintre valorile k măsurate și rezultatul (3.14) este în intervalul de 5% de temperatură cuprins între 250K și 1000K. Căldura specifică volumului prezentată în Figura 3.7b se modifică de la 1.61J/(cm³·K) la 273K la 1.98J/(cm³·K) la 573K [49]. Scăderea lui k și creșterea lui c_v cu temperatura conduc la o scădere a lui α cu temperatura.

Cu cât temperatura este mai ridicată, cu atât difuzia termică este mai mică. O comparație între proprietăților materialelor din punct de vedere al comportamentului termic ale siliciului, aluminiului și cuprului [27] este prezentată în Figura 3.8. Comparativ cu aluminiul și cuprul, siliciul are o dependență de temperatură mult mai puternică de k , conform Figura 3.8a. La 300K, coeficientul k al siliciului este de 2.8 ori mai mic decât cel al cuprului și 1.7 ori mai mic decât cel al aluminiului. Pentru aceeași temperatură, c_v al siliciului este de două ori mai mic decât cel al cuprului și de 1.5 ori mai mic decât cel al aluminiului [9].



(a) Dependența conductivității termice de temperatură în siliciu



(b) Dependența căldurii specifice de temperatură în siliciu

Figura 3.7. Dependența de temperatură a proprietăților termice de material ale siliciului [9]

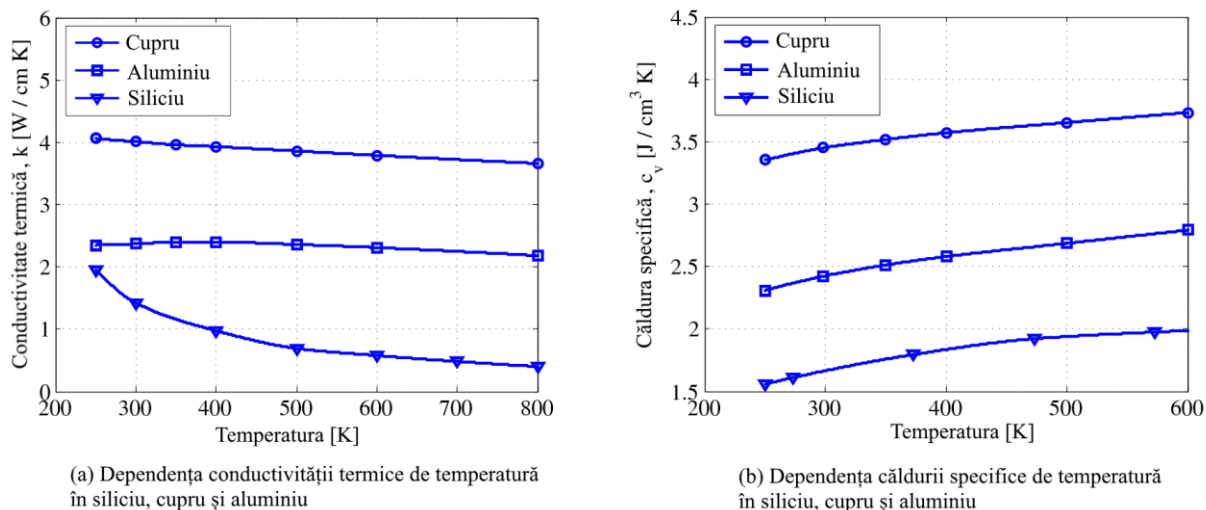


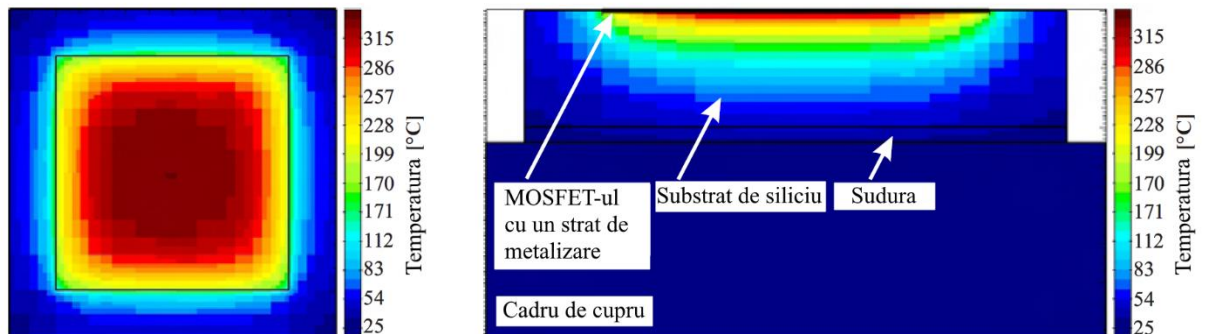
Figura 3.8. Dependența de temperatură a proprietăților termice de material ale siliciului, aluminiului și cuprului [9]

3.1.2 Modele de simulatoare termice

Pentru geometrii simple, cum ar fi în cazul unui corp de siliciu semi-infinit și considerând proprietățile materialului independente de temperatură atunci ecuația de conducție a căldurii poate fi rezolvată analitic [28, 29, 30, 31]. Temperatura maximă la suprafață corpului de siliciu poate fi determinată analitic cu ajutorul relației (3.13) dacă și numai dacă sursa generatoare de căldură are o caracteristică constantă în domeniul timp. Pentru rezolvarea problemei determinării maximumului de temperatură atât ca locație cât și ca valoare în cazul unor geometrii mai complexe și care conțin materiale ale căror parametri termici prezintă o dependență de temperatură, ca în cazul siliciului, un simulator termic numeric este instrumentul recomandat spre a fi folosit. Instrumente de simulare de referință disponibile pe piață sunt de ex. ANSYS [32] sau COMSOL [33]. Pentru dispozitive de putere inteligente și circuite integrate sunt concepute unelte de simulare electro-termice cuplate, ce lucrează într-un spațiu tridimensional [34, 35]. În această lucrare simulatorul termic numeric 3D TESI [36, 37, 38] este utilizat pentru simulări electro-termice ale MOSFET-urilor de putere. Deoarece TESI este integrat în mediul de proiectare, poate citi forma MOSFET-ului direct din datele layout-ului. TESI rezolvă conducția de căldură (3.8) în domeniul timpului, modelarea corectă a dependenței conductivității termice și a căldurii specifice a siliciului în raport cu temperatura. Simulatorul utilizează tehnica volumelor finite, eșantionând spațiul definit în mediul de proiectare în elemente cuboide astfel creând discretizarea necesară simulării în mod automat. Apoi, se aplică mai mulți pași de rafinare adaptivă (bazată pe soluții intermediare) a temperaturii, care are ca rezultat o discretizare foarte eficientă a volumului. TESI modelează, de asemenea, proprietățile termice ale capsulei. Rezultatele a unei simulări pur termice pe un MOSFET de putere de 1mm² în formă de pătrat folosind TESI sunt prezentate în Figura 3.9. Dimensiunea pastilei de siliciu este de 1.4mm lungime și 1.4mm lațime. Densitatea de putere disipată în dispozitivul MOSFET de putere este 200W/mm². Această densitate de putere este omogenă și constantă în timp. În Figura 3.9a, este prezentată distribuția temperaturii într-un

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

MOSFET de putere. Așa cum era de așteptat, cel mai cald punct (maximul de temperatură) se află în centrul dispozitivului. Temperatura scade spre marginile și colțurile dispozitivului, deoarece căldura este îndepărtată de siliciul din jur. Figura 3.9b prezintă o secțiune transversală prin centrul dispozitivului MOSFET de putere care este montat pe un cadru de cupru. Acest cadru este menținut la o temperatură constantă de 25°C. Există un gradient de temperatură de la sursa de căldură de pe sus către cadranul principal. Simulatorul TESI este folosit în continuare pentru a realiza funcția de estimare a temperaturii în dispozitivul MOSFET de putere la aplicarea de diferite densități de putere.[9]



(a) Distribuția temperaturii simulate cu TESI la 300μs. Vedere de sus.

(b) Distribuția temperaturii simulate cu TESI la 300μs. Secțiune transversală prin mijlocul MOSFET-ului

Figura 3.9. Simularea cu TESI a unui MOSFET de putere cu o arie activă de 1mm^2 . Densitatea puterii aplicate este de $200\text{W}/\text{mm}^2$ și timpul este 300μs. [9]

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

CAPITOLUL 4

SISTEM AUTOMAT DE DETERMINARE LIMITEI ELECTRO-TERMICE DIN ASF

Acest capitol prezintă arhitectura unui sistem automat de determinare a ariei sigure de funcționare la variația controlată a unor parametri de structură, fie de natură geometrică, fie de natura materialului. Necesitatea unui astfel de sistem este motivată de faptul că ASF depinde într-un mod neliniar de parametrii de variație iar modelele analitice de determinare a ASF, de exemplu [40], nu se mai respectă pentru noile tehnologii și cerințe de putere actuale. Utilizarea unor metode adaptive într-un astfel de sistem conduce la rezolvări rapide ale mai multor tipuri de probleme cum ar fi determinarea combinației optime de parametri pentru o funcționare sigură, investigarea combinațiilor de parametri ce duc la rezultate dezastruoase, identificarea toleranțelor ce trebuie impuse în procesul de producție astfel încât rebuturile să fie în număr cât mai mic, etc. Un factor important este timpul de procesare necesar pentru a ajunge la rezultatele analizei. Dacă în cazul dispozitivelor cu o arie mică activă se poate realiza o analiză exhaustivă deoarece timpul de rulare

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

al unei simulări termice este relativ redus, în cazul dispozitivelor de putere, care au o arie activă mai mare, acest lucru nu mai este posibil. Astfel se pune problema reducerii numărului de combinații de parametri la strictul necesar. Acest lucru se poate realiza printr-o eșantionare adaptivă în spațiul de variație al parametrilor folosind tehnici de învățare automată și inteligență artificială. Desigur că o astfel de metodă ar trebui să pornescă de la o eșantionare uniformă și o aproximare grosieră a spațiului în care funcționarea dispozitivului este sigură, trecând apoi la estimarea punctelor din spațiu care ar prezenta cel mai ridicat interes. Din punct de vedere al metodelor de eșantionare adaptivă, literatura de specialitate oferă numeroase soluții. Cu titlul de exemplu, lucrarea [41] prezintă un rezumat al metodelor de eșantionare adaptivă pentru monitorizarea producției de semiconductoare dintre care unele pot fi adaptate pentru problema propusă.

Figura 4.1 ilustrează arhitectura generală a sistemului compusă din mai multe blocuri de tip controler, fiecare îndeplinind o sarcină bine definită, pe ultimul nivel situându-se simulatorul electro-termic Eltic. Trebuie menționat că un bloc superior poate introduce o paralelizare a blocurilor subordonate astfel încât să se obțină un timp de rulare cât mai mic. Acest lucru este posibil dacă se permite divizarea problemei principale în sub-probleme independente care să fie rezolvate în mod paralel de fire de execuție sau mașini diferite.

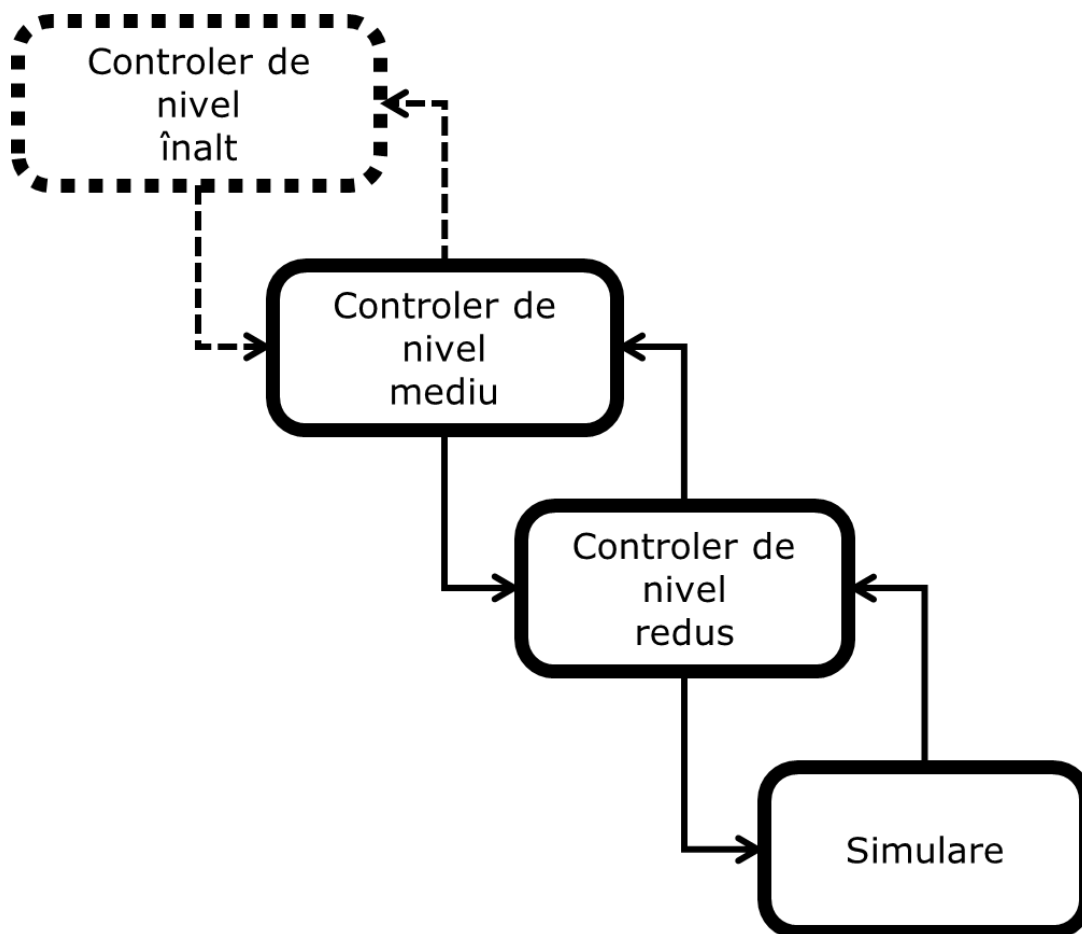


Figura 4.1. Arhitectura generală a sistemului

Arhitectura este formată din 3 controlere: de nivel înalt, de nivel mediu, de nivel redus și simulatorul electro-termic ELTIC. Primele 2 controlere au ca scop controlul variației parametrilor generând astfel diferite configurații ale structurii de bază iar cele din urmă, controlerul de nivel redus împreună cu simulatorul au ca scop determinarea ariei de siguranță funcționare pentru o anumită configurație livrată de către controlerul de nivel superior. Legăturile dintre blocuri simbolizează transmiterea parametrilor (de la blocurile superioare la blocurile inferioare) respectiv transmiterea rezultatelor (de la blocurile inferioare la cele superioare). Controlerul de nivel înalt este reprezentat cu linie punctată deoarece rolul acestuia, până în momentul de față, este suplinit de un expert în modelare electro-termică ce desemnează ce parametri sunt potriviți pentru a fi variați și limitele între care variația ar trebui să aibă loc. Pentru a ajunge la înlocuirea factorului uman este necesar un sistem de inteligență artificială care, pe baza unei antrenări realizate apriori, să poată prezice comportamentul structurii.

În subcapitolele următoare sunt prezentate pe rând aceste 3 tipuri de controlere, principiul de bază al funcționării simulatorului a fost descris în Capitolul 2.

4.1 CONTROLERUL DE NIVEL REDUS ȘI ETAPA DE SIMULARE

Controlerul de nivel redus are principala sarcină de a determina limita electro-termică a unei structuri de MOSFET cu un anumit grad de precizie. Acest tip de controler interacționează în mod direct cu simulatorul electro-termic pe care îl folosește pentru a determina într-un mod iterativ limita de putere la care dispozitivul încă mai poate funcționa. Dacă se trece peste această limită dispozitivul va fi distrus. Un aspect important este că la acest nivel se realizează distribuția proceselor de simulare pe mai multe mașini de calcul organizate într-o fermă de calculatoare. După cum am menționat în Capitolul 2, pentru dispozitive semiconductoare de putere care implicit au o arie mare activă, simulările consumă o putere mare de procesare și pot ajunge la un timp de rulare foarte îndelungat în mod special când se testează condițiile de limită.

În Figura 4.2 este ilustrată schema detaliată a controlerului de nivel redus și interfațarea acestuia cu simulatorul electro-termic Eltic. După cum se poate observa, schema este formată din două secțiuni care desemnează locația mașinii de calcul care rulează blocurile respective. Astfel controlerul de nivel redus rulează la un nivel local, iar simularea controlată de acesta rulează pe o mașină din ferma de calculatoare LSF (*Load Sharing Facility*). Controlerul de nivel redus este format din 2 module principale: un controler Bash și un controler Matlab.

Controlerul Bash este cel care se ocupă de coordonarea întregii operațiuni de determinare a unui punct din aria sigură de funcționare, acest punct reprezentând valoarea puterii maxime care poate fi aplicată pe structură astfel încât cel mai cald punct al acesteia să aibă o temperatură mai mică decât temperatura de prag setată. Astfel, controlerul Bash preia parametri de intrare (structura și precizia) de la controlerul de nivel mediu, se interfațează cu controlerul Matlab și execută instrucțiunile primite de la acesta. Ulterior sunt extrase datele de simulare și de status al proceselor de simulare și punctul din aria sigură de funcționare este transmis controlerului de nivel mediu.

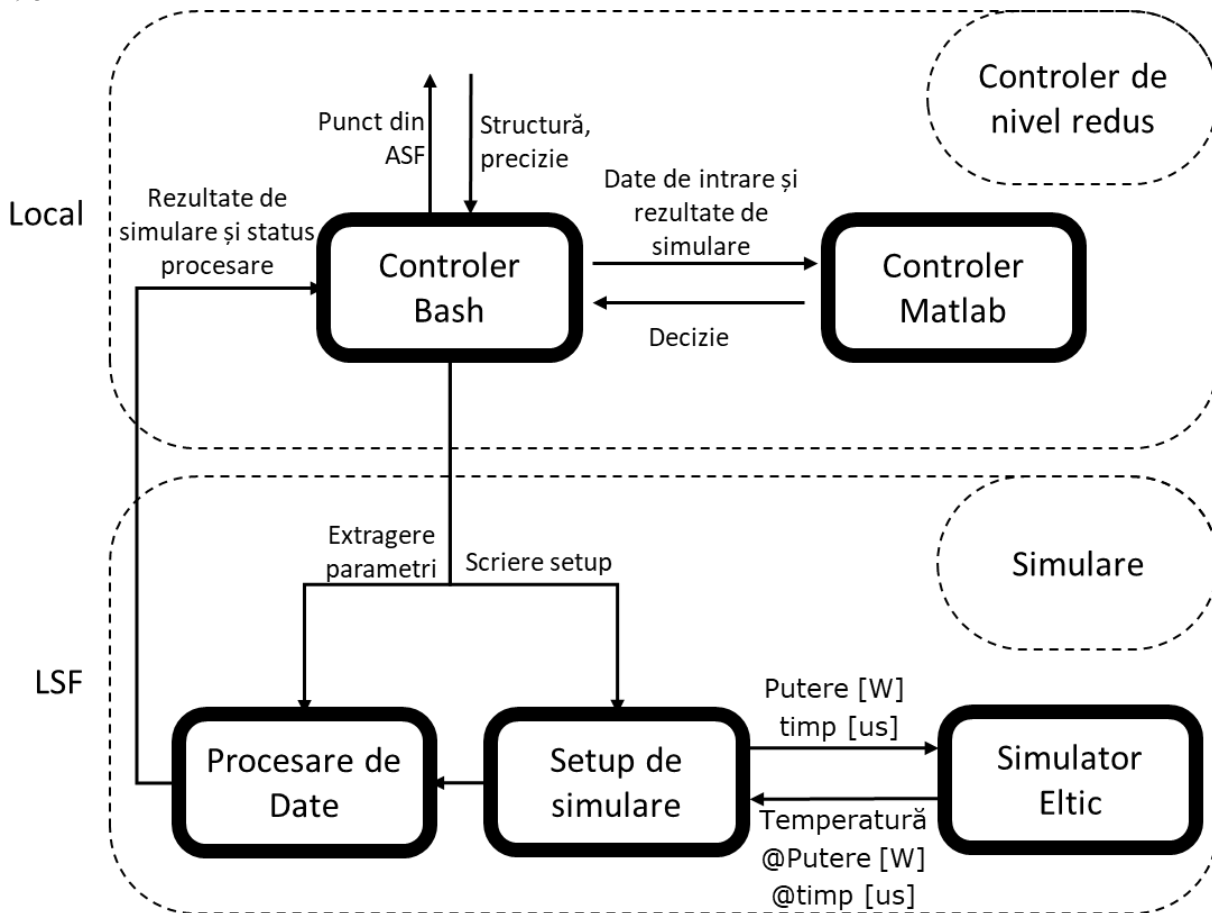


Figura 4.2. Schema detaliată a controlerului de nivel redus și interfațarea acestuia cu simulatorul electro-termic Eltic

De asemenea, controlerul Bash trebuie să extragă din rezultatele de simulare numai acei parametri de care are nevoie controlerul Matlab pentru realizarea deciziei și de scrierea setup-urilor de simulare. Setup-ul de simulare este o structură de fișiere care conține toate informațiile necesare realizării unei simulări. Setup-ul de simulare este format din 2 părți principale: o parte fixă, ce reprezintă modelul structurii dispozitivului de putere și care este preluată de la controlerul de nivel mediu și o parte variabilă reprezentată prin specificarea puterii și timpului de simulare ce rezultă din decizia controlerului Matlab. O altă sarcină a simulatorului Bash este de a realiza o paralelizare la nivel de simulare, astfel acesta este capabil de a lansa multiple procese de simulare în paralel pe una sau mai multe mașini de calcul din ferma de calculatoare.

Controlerul Matlab este apelat de controlerul Bash atunci când se impune luarea unei decizii cu privire la rezultatele obținute indiferent dacă acestea sunt parțiale sau finale. Astfel, modulul scris în Matlab preia datele de intrare (structura și precizia dorită pentru determinarea ASF) și rezultatele de simulare și transmite decizia la controlerul Bash care se ocupă de manipularea datelor în sistemul de operare al mașinii. Controlerul Matlab are la dispoziție 3 posibilități de decizie: prima, de inițializare a simulării dacă nu se găsesc date disponibile, a doua, de a transmite următorul sau următoarele nivele de putere ce trebuie simulate și a treia atunci când a fost respectat criteriul preciziei și se salvează soluția. Cel mai dificil de realizat sunt tipurile 1 și 2 de decizie.

Pentru tipul 1 controlerul trebuie să estimeze într-un mod grosier puterea la care dispozitivul poate funcționa fără să se atingă o temperatură de prag prestabilită. Tipul 2 presupune rafinarea estimării de la tipul 1 până când se respectă criteriul preciziei. Un aspect foarte important al acestei topologii este că în cazul apariției unor erori sau defecțiuni sau al unei opriri accidentale a procesului de simulare, la pornirea unei noi instanțe de controler de nivel redus, o nouă instanță de controler va porni de la rezultatele obținute, în acest fel nivelul pierderilor de informație fiind minim, întrucât este reluată doar ultima iterație de simulare.

4.2 CONTROLERUL DE NIVEL MEDIU

Controlerul de nivel mediu este cel responsabil cu determinarea limitei electro-termice din spațiul sigur de funcționare al dispozitivului (în cazul în care sunt variați 2 parametri acest spațiu este bidimensional și de aici denumirea de arie sigură de funcționare). Acest controler este inițializat primind parametrii structurii pentru care se realizează analiza și limitele în care aceștia pot fi variați de la controlerul de nivel înalt. După această inițializare, se trece la stabilirea punctelor din spațiu care vor fi verificate din punct de vedere electro-termic. Dacă există un număr mic de parametri care variază într-un spațiu destul de restrâns atunci aceste puncte se aleg într-un mod uniform. La acest pas se poate alege și o distribuție aleatoare a punctelor din spațiu pentru care se face verificarea. Apoi se poate impune un criteriu conform căruia să se selecteze un nou set de puncte care prin analiză electro-termică să contribuie la o descriere mai precisă a acestui spațiu. Acest proces este obligatoriu dacă există un număr mare de parametri de variație și limitele de variație sunt foarte permissive. Astfel, numărul combinațiilor de parametri poate ajunge de ordinul milioane în condițiile unei discretizări a spațiului destul de grosieră. Fiecare dintre aceste puncte reprezintă o structură ce trebuie analizată din punct de vedere electro-termic. Structurile corespunzătoare acestor puncte sunt create folosind aplicația de modelare descrisă în capitolul precedent. Se pornește de la o structură de bază care este folosită ca intrare. Apoi, prin comenzi specifice, se realizează o modificare a acesteia conform punctului din spațiul de variație al parametrilor corespunzător.

Sarcina de a crea fișierele de descriere a structurilor revine tot acestui controler. Astfel sunt reprezentate o multitudine de structuri care sunt mai apoi livrate controlerului de nivel redus pentru a le determina limita funcționării din punct de vedere electro-termic. Crearea fișierelor implică folosirea modului de ieșire al aplicației de modelare prezentate în capitolul anterior.

Un alt aspect important este stabilirea preciziei de calcul dorite pentru aria sigură de funcționare. În acest sens se poate porni de la o aproximare grosieră care este îmbunătățită ulterior dacă și unde este necesar. Poate fi conceput un sistem dotat cu inteligență artificială care pe baza unei estimări primare, ce nu trebuie să fie foarte precisă, să decidă în mod automat în care regiuni din spațiu trebuie să se insiste asupra preciziei. În momentul de față nivelul preciziei dorite este uniform în tot spațiul de variație al parametrilor, este configurabil și se transmite ca parametru de intrare către controlerul de nivel redus.

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

După ce este calculată limita electro-termică în punctele stabilite de acest tip de controler, se trece la închiderea buclei de reacție cu controlerul de nivel înalt, astfel controlerul de nivel înalt primește rezultatele și decide dacă problema a fost rezolvată cu succes sau este necesară o altă analiză, suplimentară, pentru ca sistemul să ajungă la rezultate cu precizia pentru care a fost configurat.

Un controler de nivel mediu poate apela mai multe controlere de nivel redus, gestionate în permanență de către acesta, astfel printr-o procesare paralelă se reduce timpul de calcul necesar pentru determinarea ariei sigure de funcționare.

4.3 CONTROLERUL DE NIVEL ÎNALT

Acest controler este situat pe nivelul superior al arhitecturii sistemului. Rolul pe care îl îndeplinește este de a stabili ce tip de parametru trebuie variat și eventual restricțiile de variație ale acestuia. Ca exemplu, în Figura 4.3, este ilustrat stratul de acoperire cu metal de putere și clip-ul (construcție prin care se realizează contactul electric cu pinii capsulei). Pentru a varia poziția și aria clip-ului în acest caz trebuie ținut cont de faptul că acesta trebuie să se încardreze în aria de acoperire cu metalizare de putere deoarece clip-ul este lipit pe acest strat. Dacă totuși am trece peste acest aspect, posibil din punct de vedere teoretic, atunci dispozitivul nu ar mai fi realizabil din punct de vedere fizic și deci nu prezintă interes. Tocmai din astfel de motive, așa cum am menționat, până la momentul de față această sarcină îi revine unui expert în modelare electro-termică. Pentru analiza factorilor de influență acest fapt nu este un inconvenient deoarece comparativ cu timpul de execuție al celorlalte controlere, timpul de care un expert are nevoie de a se pronunța este cu mult mai mic.

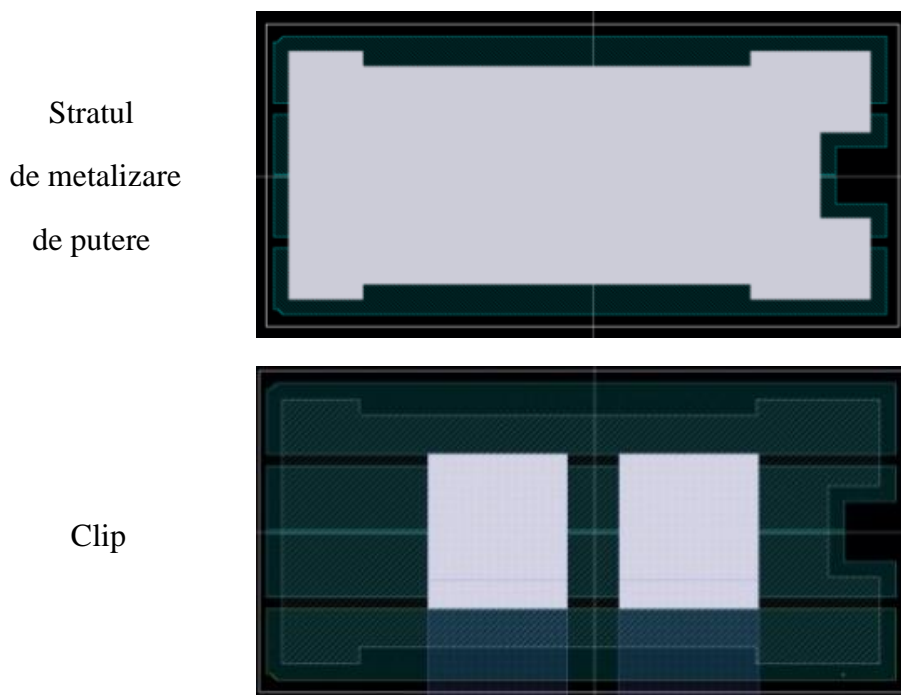


Figura 4.3. Stratul de metalizare de putere și clip-ul

Tabelul 1 prezintă parametrii de variație care prezintă interes, care în decursul a numeroase experimente s-au dovedit a fi un factor de influență ridicat asupra ariei sigure de funcționare. Aceștia pot fi clasificați în 4 categorii:

- Aria acoperită de strat
- Forma stratului
- Grosimea stratului
- Apariția unor defecte în procesul de realizare (goluri de aer)

Acești parametri contribuie într-un mod direct la aria sigură de funcționare indiferent de stratul considerat din structură. Sigur că o modificare ne semnificativă a acestora, comparativ cu valoarea nominală, va conduce la modificări ne semnificative în ASF. Ținând cont de caracterul neliniar al dependenței dintre ASF și acești parametri de variație, se pot obține rezultate cu totul neașteptate atunci când parametrii se modifică într-o măsură semnificativă.

Tabelul 1. Parametrii care variație ce prezintă interes

Nr. crt.	Parametri de variație
1	Aria stratului de metalizare de putere
2	Forma stratului de metalizare de putere
3	Grosimea stratului de metalizare de putere
4	Aria de acoperire cu imidă
5	Forma acoperirii cu imidă
6	Aria de sudură dintre clip și statul de metalizare de putere
7	Forma stratului de sudură dintre clip și stratul de metalizare de putere
8	Grosimea stratului de sudură dintre clip și stratul de metalizare de putere
9	Poziția unor goluri apărute în stratul de sudură dintre clip și stratul de metalizare de putere
10	Dimensiunea unor goluri apărute în stratul de sudură dintre clip și stratul de metalizare de putere
11	Aria clip-ului
12	Forma clip-ului
13	Poziția clip-ului
14	Grosimea pastilei de siliciu
15	Grosimea stratului de sudură dintre pastila de siliciu și cadrul de susținere
16	Poziția unor goluri apărute în stratului de sudură dintre pastila de siliciu și cadrul de susținere
17	Dimensiunea unor goluri apărute în stratului de sudură dintre pastila de siliciu și cadrul de susținere

4.4 GENERAREA FIȘIERELOR DE MODEL

Considerând contextul dezvoltării unei unelte capabile de a lua decizii cu privire la aria sigură de funcționare a unui dispozitiv de tip MOSFET de putere este evidentă necesitatea unei aplicații suplimentare al cărei minim rol este de a asigura livrarea tuturor datelor necesare la intrarea în simulatorul electro-termic. Acest minim rol este asigurat de o funcție de conversie a datelor de la ieșirea unei aplicații de modelare la intrarea în simulatorul electro-termic. În acest caz, întregul sistem de determinare a ASF ar funcționa în urmatorul mod. Un operator uman creează structura tranzistorului de putere într-un software dedicat pentru modelarea unor astfel de dispozitive. Astfel de unelte pot dispune de interfețe de utilizare grafice foarte complexe oferind o gamă largă de funcții ce ajută operatorul uman în sarcina de realizare a modelului. Acestea pot fi diverse, de la o paletă de culori ce oferă o calitate superioară a funcțiilor de vizualizare a structurilor, funcții de verificare electrică și de design, până la estimarea temperaturii pentru o anumită densitate de putere aplicată pe structură. Aceasta din urmă este realizată prin integrarea în unealta de modelare a unui modul de simulare electro-termic.

Dupa ce modelul este creat de operatorul uman, se efectuează o aplicație de conversie a datelor și astfel datele ce descriu structura tranzistorului pot fi apoi introduse în simulatorul electro-termic. Pe lângă aceste date, simulatorul mai are nevoie de setarea unui profil de simulare, profil în care se specifică în principiu modul în care este aplicată o densitate de putere de o anumită amplitudine asupra structurii din punct de vedere temporal. Sarcina de a crea acest profil îi revine tot operatorului uman. Pentru determinarea ariei sigure de funcționare, este necesară o variație a puterii prin care să se realizeze astfel determinarea celei mai mari amplitudini a densității de putere la care structura nu suferă pagube semnificative. O primă automatizare se poate realiza prin crearea unei unelte capabile de a analiza rezultatele de simulare și de a decide asupra modificării amplitudinii puterii, realizând astfel funcția de determinare a unui punct din ASF fără a fi necesară intervenția unui utilizator uman asupra procesului. Această metodă va fi descrisă pe larg în capitolul următor. Mergând mai departe la determinarea unor factori ce influențează aria sigură de funcționare într-un mod automat putem spune că este absolut necesară utilizarea unui instrument de modelare care să poată permite modificarea automată a structurii, în anumite limite, pe baza unor decizii luate într-un mod automat. Altfel, întregul proces s-ar desfășura într-un mod destul de lent, fiind necesară o intervenție umană ori de câte ori este necesară o modificare oricât de simplă asupra structurii.

Având în vedere cele expuse mai sus, am procedat la dezvoltarea unei unelte care să permită aducerea unor modificări asupra unei structuri de dispozitiv MOSFET de putere prin intermediul unor comenzi simple și parametrizabile.

În Figura 4.4 este ilustrată schema generală a aplicației de modelare. După cum se poate observa, aplicația este împărțită în trei module: modulul de modelare, modulul grafic și modulul de ieșire. Fiecare dintre aceste trei module dispune de funcții prestabilite ce vor fi detaliate în următoarele subcapitole. Implementarea aplicației a fost realizată folosind mediul MATLAB.

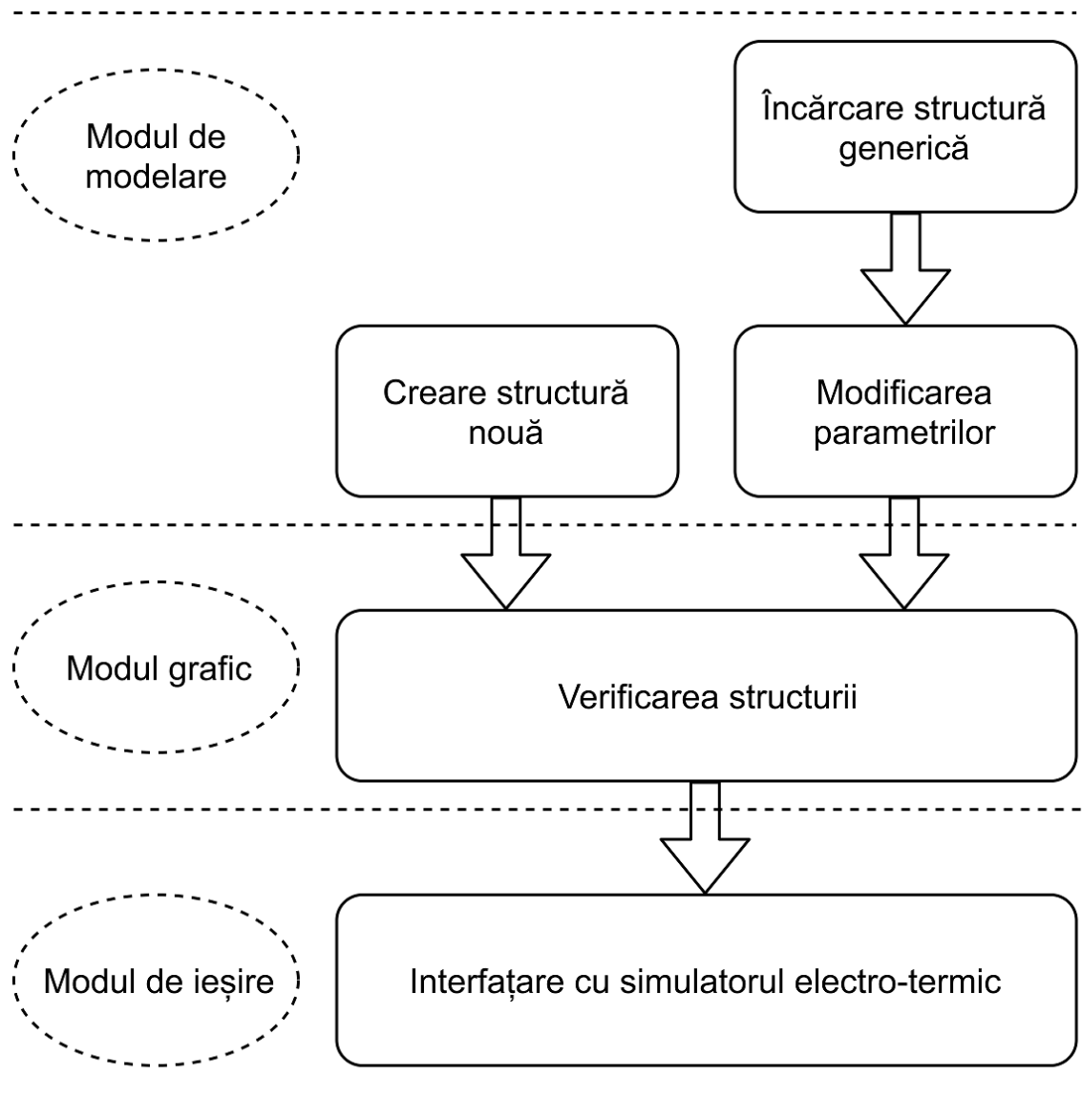


Figura 4.4. Schema generală a aplicației de modelare

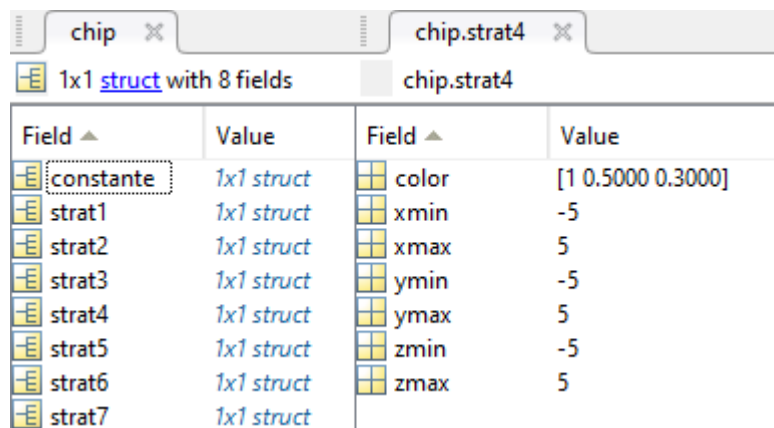
4.4.1 Modulul de modelare

Acest modul este conceput pentru realizarea propriu zisă a geometriei dispozitivului și alocarea parametrilor de material. Cele 3 funcții principale îndeplinite sunt crearea unei noi structuri, posibilitatea de a încărca o structură creată în prealabil și posibilitatea de a aduce modificări asupra geometriei și parametrilor prin intermediul unor funcții simple. Așa cum am descris în capitolele precedente, structura unui dispozitiv MOSFET de putere poate fi descrisă printr-un set finit de straturi ce se deosebesc atât prin proprietăți geometrice, cât și prin proprietățile de material sau proprietățile echivalente pentru straturile ce permit această aproximare.

Pentru implementare am folosit capabilitatea mediului MATLAB de a lucra cu structuri de date, astfel se folosește o singură variabilă de tip structură de date ce înmagazinează într-un mod organizat totalitatea datelor necesare pentru descriere unei structuri de MOSFET de putere. Figura 4.5 ilustrează un exemplu de structură generică împreună cu descrierea unuia dintre straturi. În

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

partea stângă a figurii se pot observa straturile ce compun structura împreună cu variabila constantă, fiecare dintre acestea fiind o variabilă de tip *struct*. După cum se poate observa, în acest caz structura MOSFET-ului este formată din 7 straturi. Astfel, fiecare dintre variabilele denumite *strat* cu un indice de ordine oferă informații despre dimensiunile spațiului pe care acel strat îl ocupă. În exemplul de mai jos este vorba despre un cub cu latura de $10\mu\text{m}$ care are coordonatele centrului (0,0,0), cât și de o variabilă ce oferă o informație de culoare, ce va fi folosită de modulul grafic pentru generarea unei reprezentări grafice a structurii. Informațiile referitoare la parametri de material cum ar fi conductivitatea termică, caldura specifică, etc. se definesc în variabila *constante*. De asemenea, aici sunt incluse și detaliile globale cum ar fi limitele spațiului cartezian în care se va simula respectivul dispozitiv, diferite constante ce servesc ca factori de scalare pentru unitățile de măsură folosite pentru scrierea fișierului de ieșire, aria suprafeței active și multe altele.



Field	Value	Field	Value
constante	1x1 struct	color	[1 0.5000 0.3000]
strat1	1x1 struct	xmin	-5
strat2	1x1 struct	xmax	5
strat3	1x1 struct	ymin	-5
strat4	1x1 struct	ymax	5
strat5	1x1 struct	zmin	-5
strat6	1x1 struct	zmax	5
strat7	1x1 struct		

Figura 4.5. Structura generică

Crearea unei structuri de date de tipul celei descrise anterior se realizează printr-o succesiune de funcții. În primul rând, trebuie declarată partea de constante, apoi se completează restul staturilor. În Figura 4.6 este prezentat cu titlul de exemplu codul funcției scrise MATLAB pentru generarea unei structuri generice de MOSFET de putere. După cum se poate observa, funcția *makeDefaultConstants* construiește și structura de date, pe lângă faptul că definește constantele. Cealaltă funcție primește ca parametru structura de date *chip* pe care o completează cu straturile generice.

```
function [ chip ] = makeDefaultStructure()  
  
% creează partea de constante  
chip = makeDefaultConstants()  
  
% adaugă straturile generice  
chip = addDefaultLayers(chip);  
  
end
```

Figura 4.6. Codul pentru generarea structurii generice de MOSFET

Aplicația creată dispune și de posibilitatea de a declara straturi compuse din mai multe materiale, în acest caz, în cadrului stratului respectiv (un strat este caracterizat prin faptul că are o grosime constantă, $z = z_{\max} - z_{\min}$) se declară mai multe blocuri cuboide care au neapărat aceeași întindere pe axa z dar pot avea lungimi și lățimi diferite. Pentru fiecare dintre aceste blocuri trebuie specificate pe lângă dimensiunile pe axele x și y și constantele materialului din care acesta este compus. Acest lucru are o deosebită importanță deoarece folosind o discretizare potrivită, se pot crea structuri cu diferite forme și suprafețe de metal de putere sau care conțin goluri în straturile de sudură, etc. Astfel, prin simulare se pot obține rezultate foarte interesante care să evidențieze anumite defecte în structură, ce pot apărea în procesul de producție a dispozitivelor. Evaluarea acestora poate conduce la o scădere considerabilă a numărului rebuturilor și prin urmare constituie o limitare a pierderilor în procesul de producție.

Încărcarea unei structuri deja existente este foarte facilă în mediul MATLAB folosind funcțiile predefinite de încărcare a fișierelor cu extensia ".mat", fișiere folosite implicit pentru salvarea variabilelor din mediul de lucru. Folosirea acestei modalități este foarte utilă și din cauza faptului că MATLAB realizează implicit și o compresie a variabilelor atunci când sunt salvate în fișier.

O posibilă îmbunătățire a acestui modul ar putea fi reprezentată de adăugarea unor proceduri care să suporte încărcarea de structuri din fișierele de ieșire corespunzătoare mediilor consacrate de proiectare. Astfel s-ar putea face trecerea foarte ușor între structuri foarte complexe ce sunt complet diferite. Acest lucru merită luat în considerare pe viitor în cazul în care se dorește analiza ASF pentru familii diferite de dispozitive.

4.4.2 Modulul grafic

Funcția principală a modulului grafic este aceea de verificare, atât a geometriei unei structuri cât și a distribuției materialelor în spațiul dispozitivului. Această verificare este utilă atunci când sunt modelate noi structuri deoarece aici pot apărea cele mai multe erori de introducere, alocare de parametri, etc. Așa cum este sugerat în titlul acestei secțiuni, verificarea este de natură grafică. Ilustrând grafic anumite secțiuni ale structurii, un operator se poate pronunța asupra validității structurii, mai precis dacă structura descrisă în MATLAB are proprietățile dorite.

Ținând cont de cele spuse mai sus rezultă faptul că acest modul trebuie să implice o bibliotecă de funcții capabilă să illustreze orice plan ce poate secționa structura. Totuși, întreaga structură este descrisă prin elemente cuboide deci posibilitatea a ilustra întreaga structură se poate rezuma la realizarea de secțiuni perpendiculare pe cele 3 axe. Reprezentarea diferitelor tipuri de materiale se face prin intermediul culorilor astfel încât operatorul uman să poată face distincția între blocuri de materiale diferite cu un efort minim din punct de vedere optic.

Se poate defini astfel o funcție care să realizeze reprezentări grafice. Codul funcției în MATLAB este ilustrat în Figura 4.7. Se poate observa că funcția are nevoie la intrare de următorii parametri:

- Structura de date *chip* care conține descrierea dispozitivului.

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

- Variabila *offset* ce reprezintă punctul în care se va realiza secțiunea transversală.
- Variabila *axis* prin care se specifică numele axei perpendiculare pe secțiunea transversală.

Pentru fiecare dintre cele 3 axe se apelează o funcție dedicată care realizează afișarea blocurilor corespunzătoare secțiunii prin punctul și axa respectivă. În plus, fiecare bloc va avea o culoare specifică în funcție de materialul din care este făcut, iar legenda va ilustra asocierea culoare-material.

```
function [ output_args ] = drawSection(chip, offset, axis)

%DRAWSECTION Summary of this function goes here

%draws section on specified axis and offset

switch axis

case 'x'

    drawLayersSectionX(chip, offset);

case 'y'

    drawLayersSectionY(chip, offset);

case 'z'

    drawLayersSectionZ(chip, offset);

end

end
```

Figura 4.7. Codul funcției care realizează reprezentările grafice

Figura 4.8 ilustrează o secțiune transversală pe axa x a unui dispozitiv MOSFET de putere. Se pot observa limitele în care structura poate fi descrisă și anume $\{(x_{min}, x_{max}); (y_{min}, y_{max}); (z_{min}, z_{max})\}$. Secțiunea transversală din exemplul dat pe axa x, poate fi făcută desigur doar pentru valori ale lui x cuprinse între x_{min} și x_{max} . Legenda descrie materialele folosite în diverse straturi în funcție de stratul în care materialul respectiv este folosit. Straturile pot avea diferite grosimi, iar raportul dintre acestea poate fi uneori foarte mare. De aceea în centrul din Figura 4.8 se poate observa o secțiune mărită și prin urmare pot fi observate straturile care au o grosime cu mult mai mică față de straturile cele mai groase. Cel mai subțire strat este desigur stratul în care se generează densitatea de putere, P_0 .

Funcția care realizează acest grafic funcționează astfel: se parcurg straturile în ordinea în care acestea au fost declarate și pentru fiecare strat se verifică toate cuboidele prin care trece secțiunea. Pentru fiecare dintre aceste cuboide se desenează un poligon de coordonate $\{(y1, y2), (z1, z2)\}$, care este acoperit de culoarea corespunzătoare materialului din care este construit. Pentru o funcție ce are ca scop ilustrarea unei secțiuni pe axa y se procedează într-un mod asemanator.

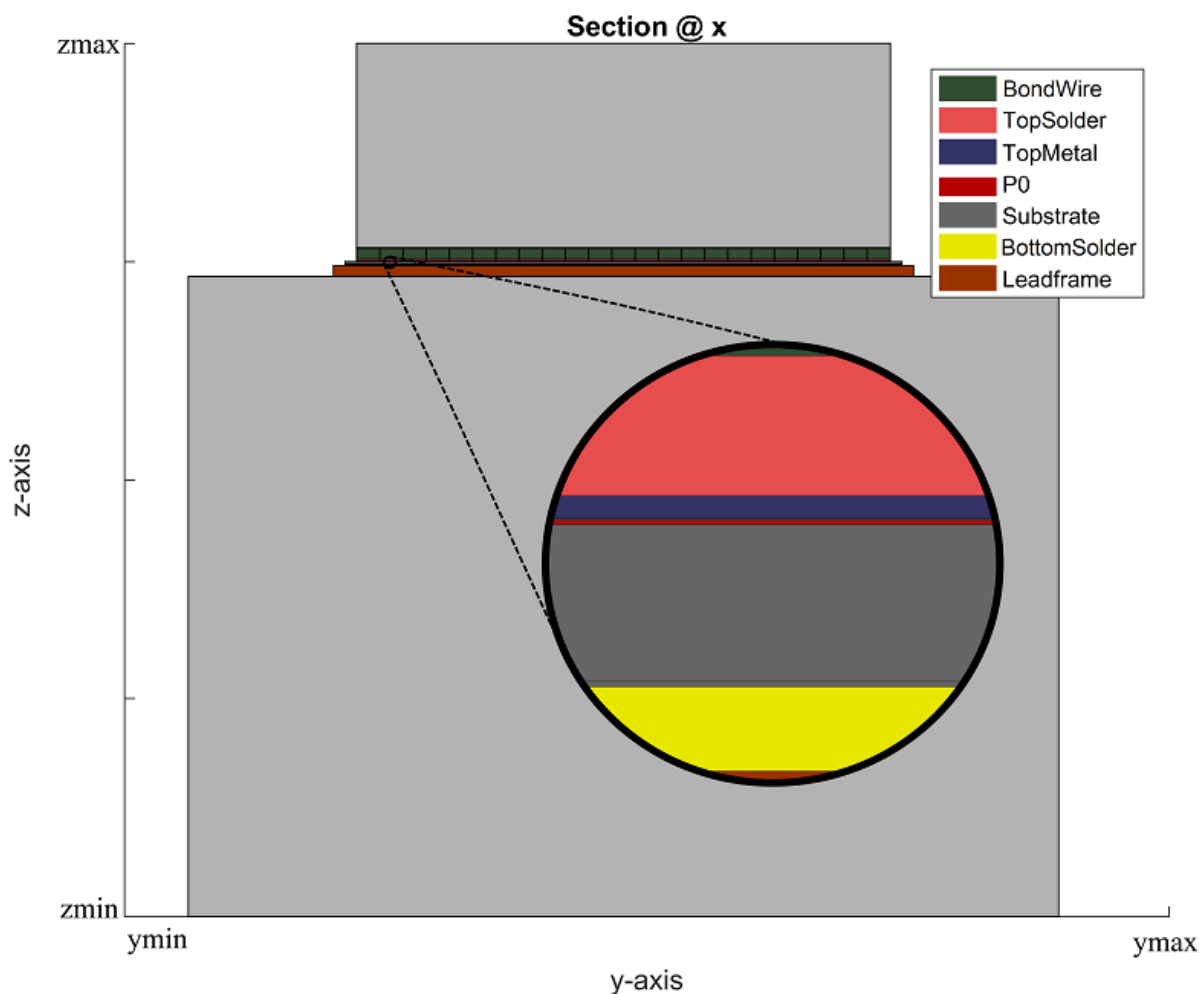


Figura 4.8. Secțiune transversală pe axa x

Cea mai importantă reprezentare grafică este secțiunea transversală pe axa z. Aceasta ilustrează componența unui strat fie omogen, fie compus din blocuri de materiale diferite. În Figura 4.9 se poate observa un exemplu de strat de metalizare de putere. Acest strat prezintă două secțiuni laterale care sunt înlocuite cu aer, reprezentate cu alb, iar în rest, cu ajutorul culorii albastru, este reprezentat metalul de putere. Din acest fel de reprezentări se pot trage concluzii importante referitoare la construcția structurii, cu alte cuvinte se poate verifica dacă structura respectă cerințele de proiectare.

Un altfel de grafic ar fi o reprezentare tridimensională a întregii structuri. Acesta însă nu este de mare ajutor atunci când se dorește analizarea structurii în profunzime, cu scopul de verificare. Expunerea tridimensională ar fi utilă pentru analiza blocurilor foarte mari și modurile în care sunt dispuse acestea.

În cazul uneri varieri automate a parametrilor anumitor stratului este necesară salvarea reprezentărilor grafice. Astfel, în cazul în care se dorește o analiză rapidă a variațiilor parametrilor din structură, se poate trece direct la vizualizarea doar a aceluia strat ai cărui parametri au suferit modificări. Nu este necesară și nici fezabilă salvarea întregii structuri care a fost modificată minimal dar trebuie ținut cont că structura de bază de la care s-a pornit trebuie salvată. De

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

exemplu, să presupunem că stratul de metalizare a fost discretizat în 800 de unități volumice cuboide. Dacă se dorește analiza unui efect de tip gol apărut în acest strat se poate trece la înlocuirea pe rând a unuia dintre cele 800 de blocuri cu un bloc format din aer. Vom avea în total 800 de variații ale structurii originale care pot fi descrise mai simplu și mai eficient doar prin parametru decât considerând fiecare variație ca o nouă structură.

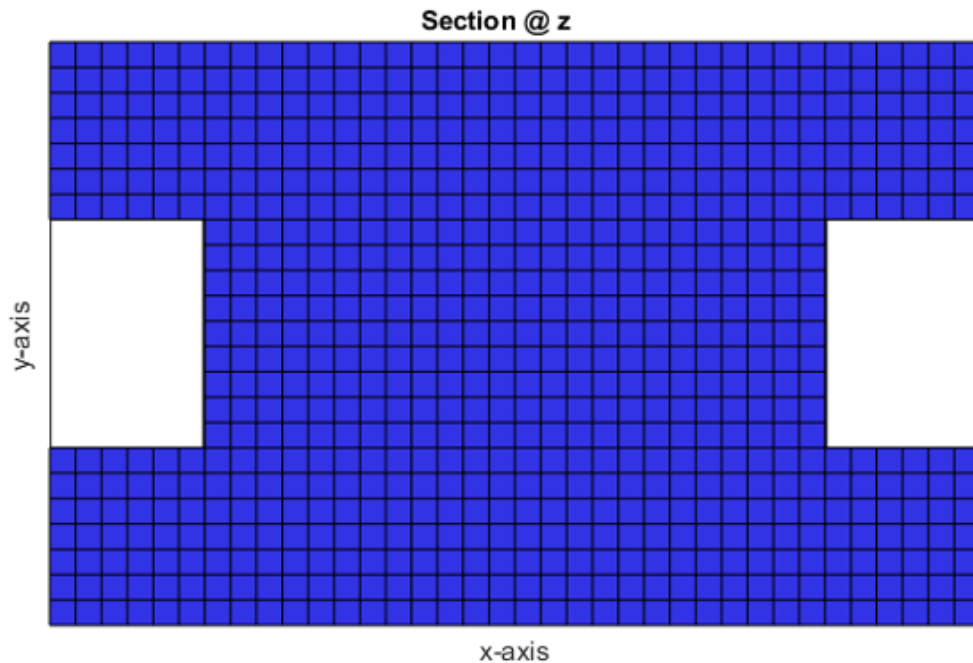


Figura 4.9. Secțiune transversală pe axa z. Exemplu pentru un strat de metalizare de putere

4.4.3 Modulul de ieșire

Acest modul realizează o funcție de conversie a datelor în formatul acceptat de simulatorul electro-termic. La fel ca și procedura ce realizează prelucrarea datelor provenite dintr-un instrument dedicat de modelare pe care le înlanțuiește respectând formatul cerut de simulator, acest modul preia structura de date în care se găsesc toate informațiile referitoare la geometrie și materialele folosite în dispozitivul MOSFET. Urmând un șablon, se face înscrierea datelor în fișierul de ntrare al simulatorului.

CAPITOLUL 5

REZULTATE ȘI COMENTARII

Pentru obținerea rezultatelor au fost considerate anumite optimizări care să conducă la o procesare mai rapidă. Astfel s-a considerat testarea a două moduri de simulare electrotermică oferite de simulator, fiind ales modul cel mai rapid. Diferența dintre modurile de simulare constă în special în precizia rezultatului. Pentru a demonstra funcționalitatea sistemului s-a optat pentru un mod de simulare rapidă chiar dacă există o pierdere în precizie. O altă măsură luată pentru a obține un timp de simulare mai scurt este evaluarea numai a structurilor simetrice față de axele x și y. Pentru estimarea temperaturii maxime în aceste structuri este de ajuns să se simuleze doar un sfert din întreaga structură. Acest lucru este posibil deoarece fluxul de căldură perpendicular pe secțiunile formate de cele 2 axe se anulează, deci nu există transfer termic. Figura 5.1. ilustrează modul în care se alege un sfert din structură la nivelul stratului de metalizare de putere, TopMetal. În această lucrare nu au fost considerate structuri asimetrice. Figura 5.2 prezintă timpul de simulare obținut pentru o structură generică folosind moduri diferite de simulare atât pentru întreaga structură cât și pentru un sfert.

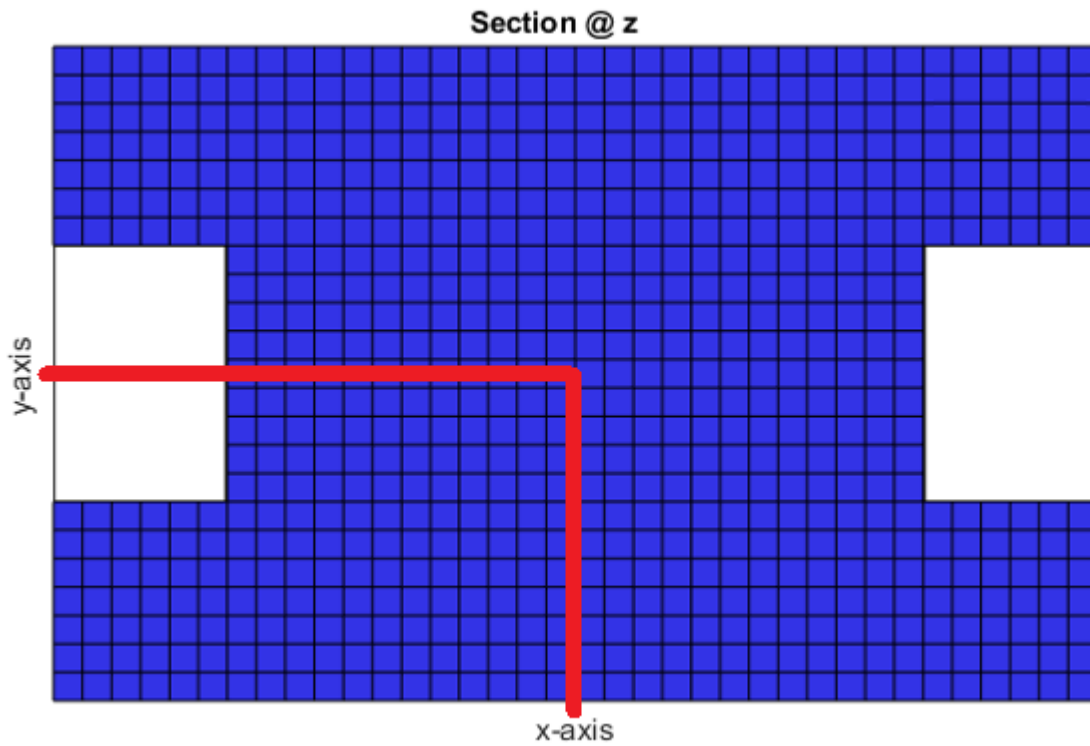


Figura 5.1. Alegerea sfertului pentru stratul de TopMetal

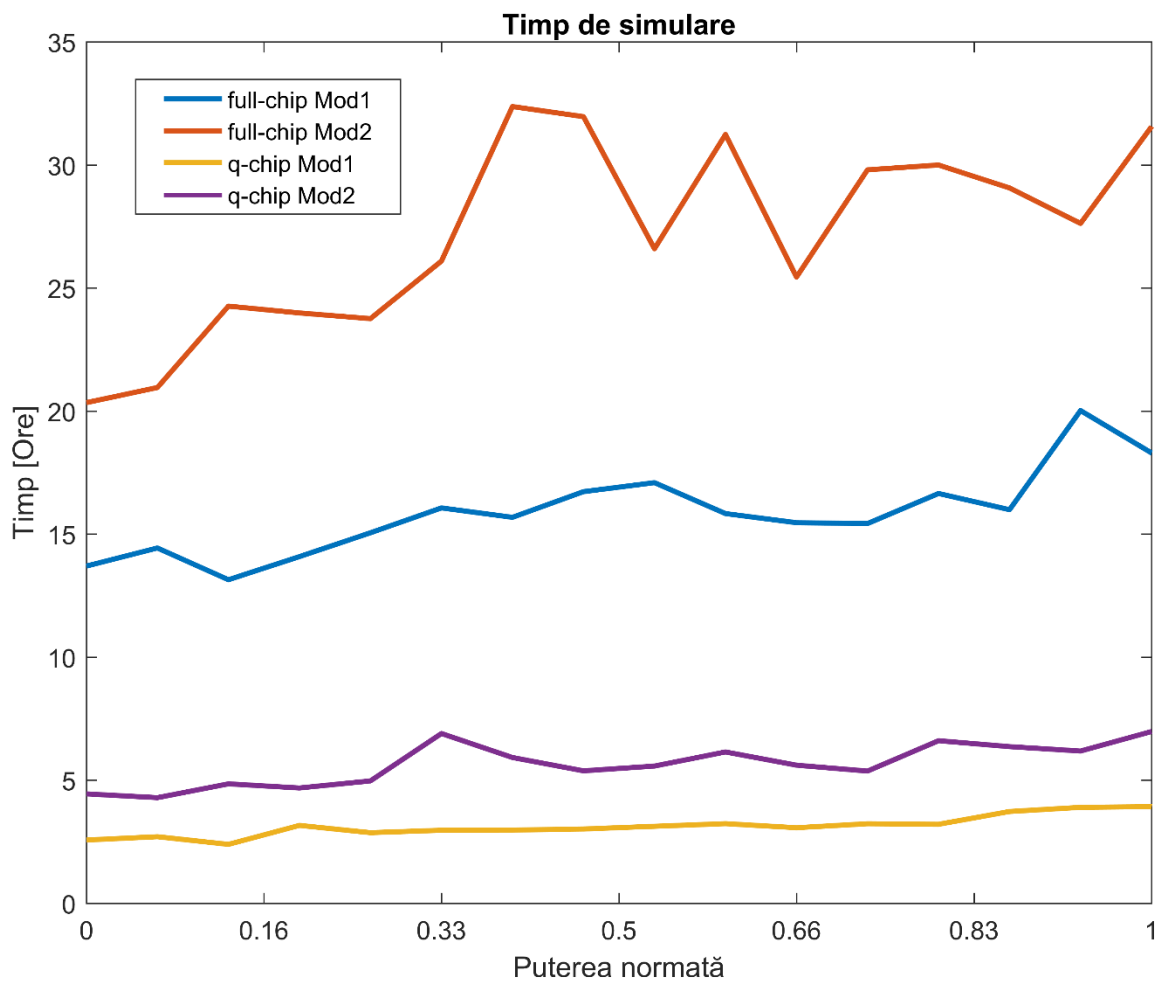


Figura 5.2. Timpul de simulare pentru Mod1 și Mod2

Se observă o diferență considerabilă din punct de vedere al timpului între simularea unui sfert de structură și simularea întregii structuri. În cazul sfertului se obține un timp de simulare de aproape 7 ori mai mic. Diferența între cele 2 moduri este sesizabilă, respectând un procent de aproximativ 75%, dacă am raporta modul 1 de simulare la modul 2 de simulare. Astfel în continuare am procedat prin a simula doar sfertul de structură, cu dezavantajul de a putea analiza doar structuri simetrice față de axele x și y, și prin a folosi modul 1 de simulare cu dezavantajul de a pierde din precizia rezultatelor.

Pentru a realiza o optimizare a timpului necesar determinării unui punct din aria sigură de funcționare electro-termică s-a optat pentru un algoritm de căutare binară. Figura 5.3 ilustrează modul de funcționare al algoritmului pentru un prag de temperatură de 550°C și un timp de simulare de 100μs. Pentru o primă iterație sunt alese două niveluri de putere la care se evaluează structura din punct de vedere electro-termic. După acest pas pot apărea trei situații specifice. Dacă aceste două simulări nu ajung la o temperatură de 550°C după cele 100μs atunci următorul nivel de putere simulat va avea o valoare de două ori mai mare decât maximum dintre cele două nivele de putere deja simulate. Dacă una dintre simulări trece de pragul de temperatură până la 100μs atunci următorul nivel va avea valoarea mediei aritmetice a celor două puteri deja simulate. În figura de mai jos este prezentat cel de-al treilea caz unde ambele simulări din prima iterație ajung la o temperatura de 550°C într-un timp de sub 100 μs. Următorul nivel de putere în acest caz este o valoare pe jumătate a celei mai mici dintre cele două puteri deja simulate. Procesul se repetă până când se determină puterea care produce o curbă de temperatură care trece prin punctul de coordonate 100μs și 550°C.

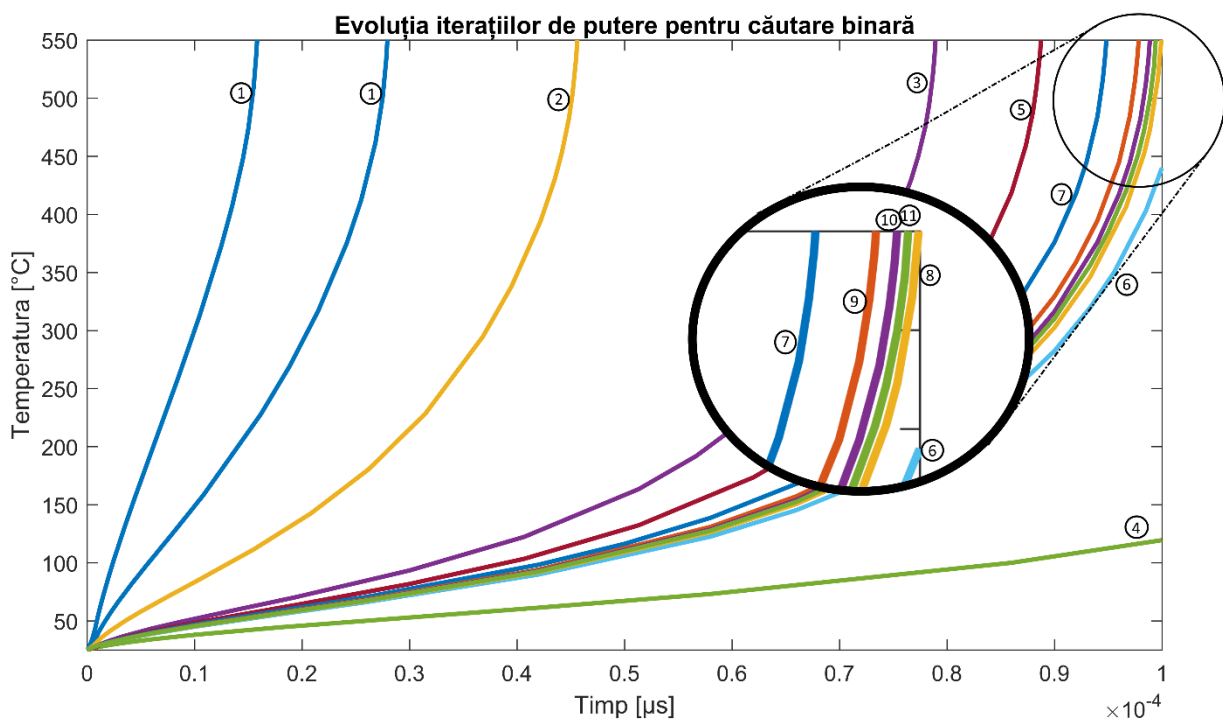


Figura 5.3. Exemplu de funcționare al căutării binare

5.1 SETUP EXPERIMENTAL

Se consideră structura generică de tranzistor MOSFET de putere prezentată în capitolul anterior alcătuită din următoarele straturi:

- BondWire
- TopSolder
- TopMetal
- P0
- Substrate
- BottomSolder
- LeadFrame

Pentru straturile TopSolder și TopMetal se realizează o discretizare în cuboide egale ca volum. Astfel, aceste straturi sunt privite ca fiind compuse din $36 \times 23 = 824$ de cuboide identice. Cu titlul de exemplu, Figura 5.1 ilustrează discretizarea stratului de TopMetal folosită pentru obținerea rezultatelor. Ținând cont că se folosește doar un sfert din structură pentru simulare atunci fiecare strat va fi compus din 18×12 blocuri. Având în vedere cele spuse mai sus pentru fiecare dintre cele 2 straturi se va aduce o serie de modificări. În cazul stratului de TopMetal se vor înlocui blocuri de anumite dimensiuni în toate configurațiile posibile cu un material izolator din punct de vedere termic numit MoldMass. Fiecare structură în care a fost înlocuit un astfel de bloc va fi desemnată prin coordonatele colțului stânga jos al blocului înlocuit. Un număr de trei variante de dimensiuni ale blocului înlocuit au fost evaluate:

- blocuri de 6×3
- blocuri de 8×4
- blocuri de 18×6

În Figura 5.4 sunt ilustrate aceste blocuri: blocul din stânga are dimensiunea 6×3 și coordonatele (4,2), blocul din mijloc are dimensiunea 8×4 și coordonatele (4,2) iar blocul din dreapta are dimensiunea 18×6 și coordonatele (0,2). Cu albastru sunt desemnate blocurile de metalizare de putere, TopMetal, conducătoare de căldură iar cu portocaliu sunt desemnate blocurile de MoldMass care sunt izolatoare din punct de vedere termic deci au o rezistență termică ridicată.

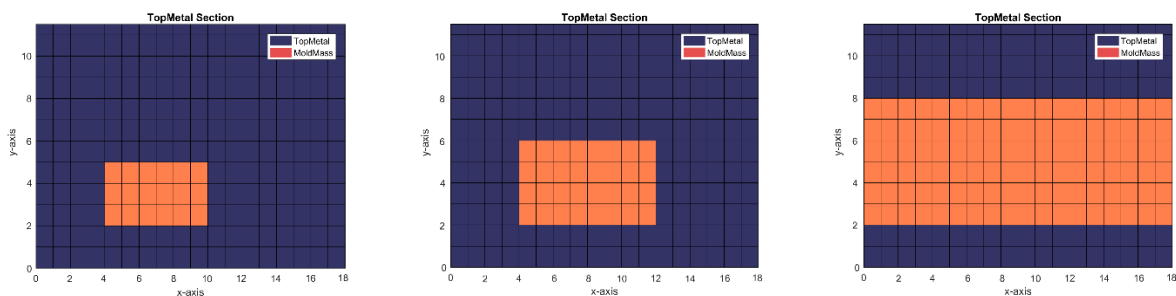


Figura 5.4. Exemplu de blocuri din TopMetal înlocuite cu MoldMass

În cazul stratului TopSolder, care este stratul de sudură ce leagă BondWire de TopMetal, se realizează o variație din punct de vedere al acoperirii suprafeței existente. Astfel se disting trei variante în cazul experimentelor prezentate:

- TopSolder 100%
- TopSolder 75%
- TopSolder 50%

Ultimele 2 variante sunt ilustrate în Figura 5.5, prima reprezentând cazul în care în toată suprafață se află tipul de material de sudură. Restul suprafeței este acoperit tot cu MoldMass, izolator termic. În partea stângă a figurii 50% din TopSolder a fost înlocuit cu MoldMass iar în partea dreaptă 75%.

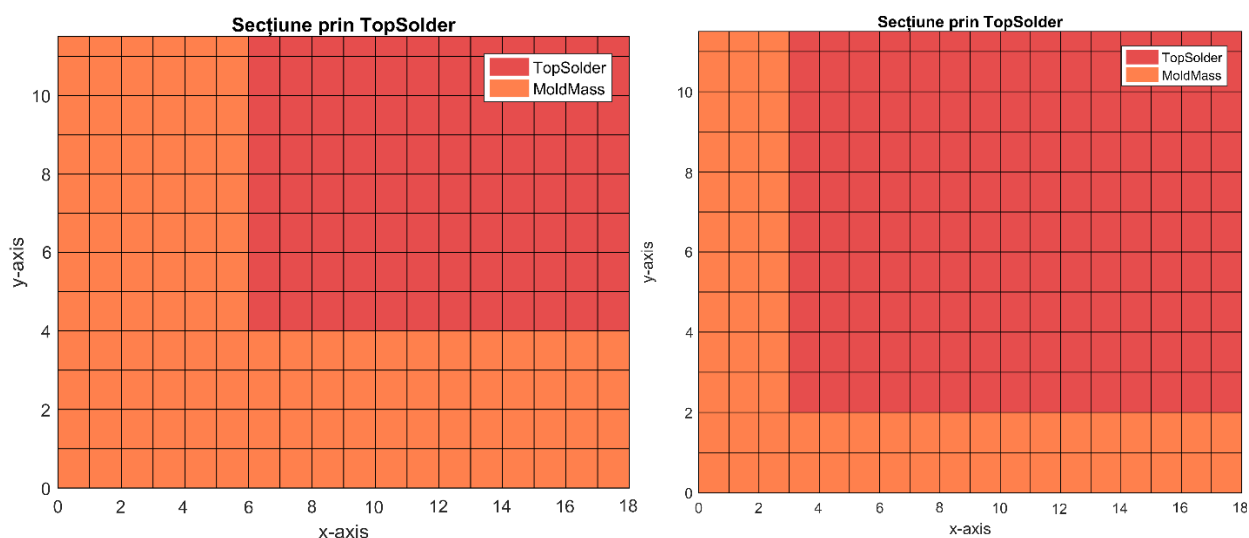


Figura 5.5. Aria de TopSolder înlocuită cu MoldMass

5.2 REZULTATE DE SIMULARE

Toate rezultatele prezentate sunt normate la o putere de referință P_{REF} care reprezintă puterea maximă la care o structură optimă poate rezista fără a fi distrusă timp de 100 μ s. Se poate observa în Figurile 5.6 și 5.7 cum, contrar așteptărilor, puterea maximă scade atunci când există o acoperire mai mare a TopSolderului. În schimb, în Figura 5.8 cele mai slabe rezultate sunt prezentate de o acoperire de 75% de TopSolder. Cu privire la dimensiunea și poziția blocului de MoldMass din stratul de TopMetal, din toate figurile reiese că poziția și dimensiunea acestuia influențează cu aproximativ 1% din puterea de referință limita electro-termică a ariei sigure de funcționare. Un alt aspect care contravine așteptărilor este că deși un bloc mai mare din TopMetal, de dimensiune 18×6 este înlocuit cu MoldMass, izolator termic, se obțin rezultate mai bune față de cazul în care este înlocuit un bloc mai mic. Puterea maximă, așa cum este ilustrată în Figura 5.8, este de aproape 2 ori mai mare decât pentru blocurile mai mici, de dimensiune 8×4 și 6×3 (Figurile 5.6 și 5.7) indiferent de variația TopSolderului.

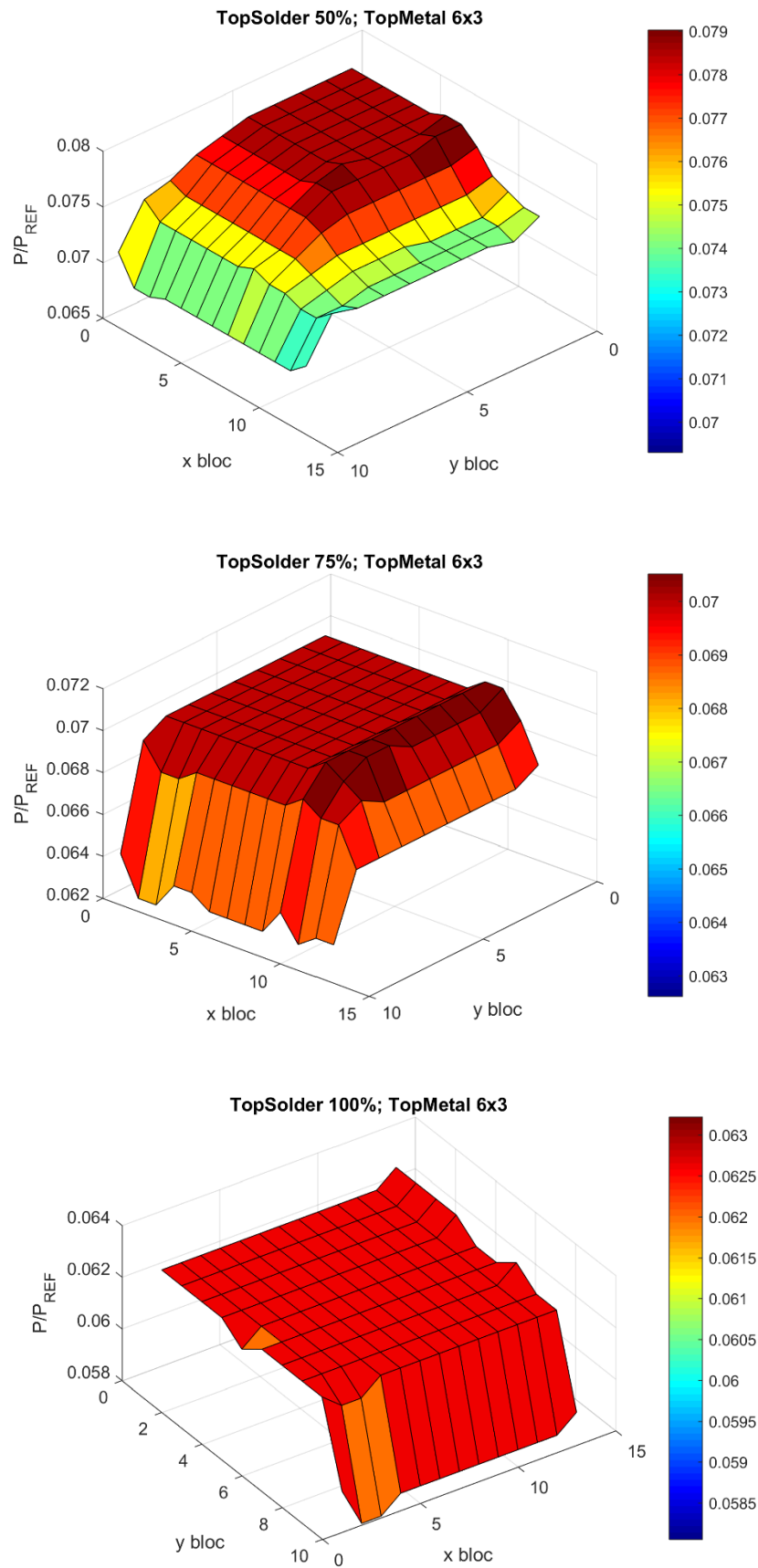


Figura 5.6. TopMetal 6×3 și TopSolder 50%-100%

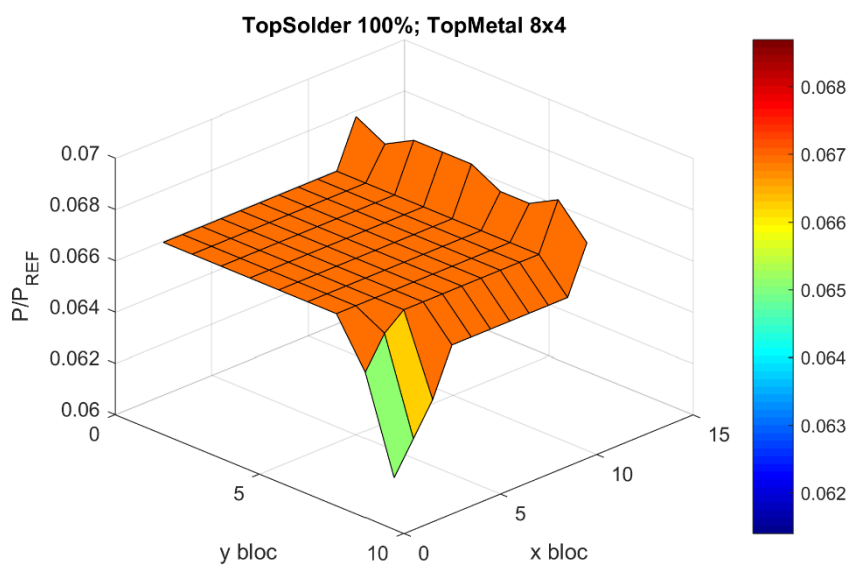
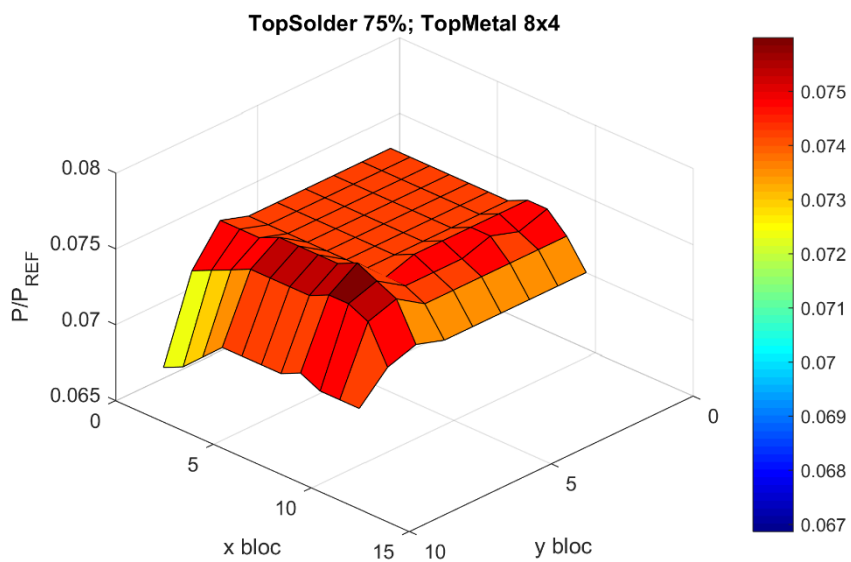
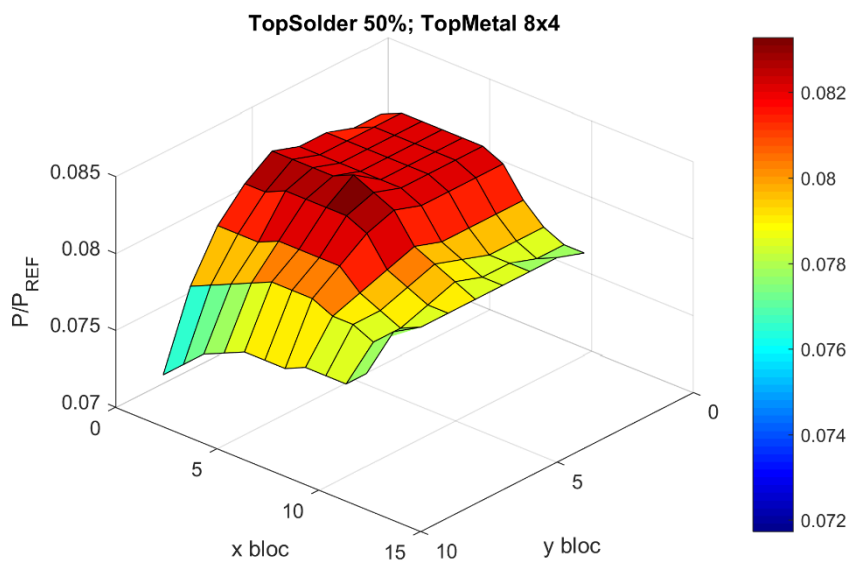


Figura 5.7. TopMetal 8x4 și TopSolder 50%-100%

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

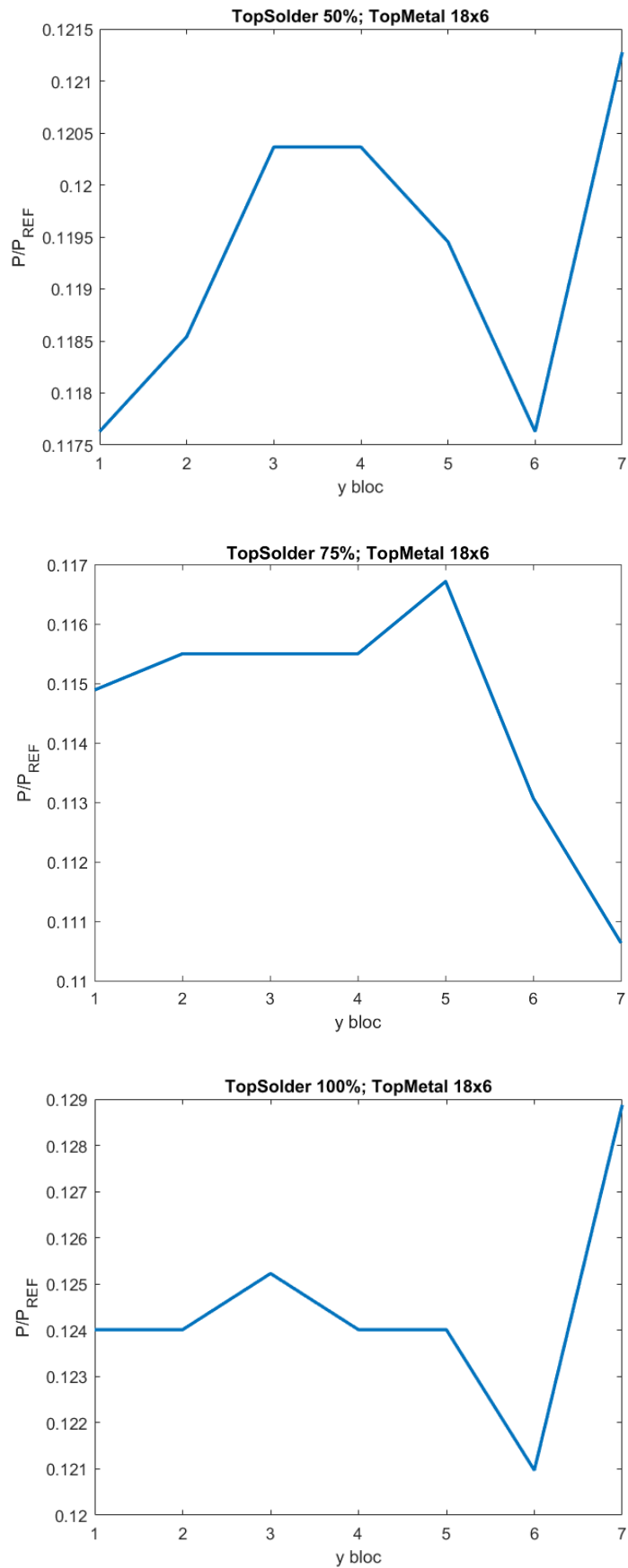


Figura 5.8. TopMetal 18x6 și TopSolder 50%-100%

CAPITOLUL 6

CONCLUZII

Aria sigură de funcționare a unui dispozitiv semiconductor depinde puternic neliniar de parametrii geometriei și materialului astfel că investigațiile în acest sens pot fi mari consumatoare de timp și resurse. O metodă de analiză automată a limitei electro-termice din aria sigură de funcționare constituie un mare avantaj în primul rând datorită timpului de procesare redus față de metodele manuale. Astfel generarea automată de structuri cu parametri variați substituie utilizarea unui instrument specializat de modelare cât și operatorul instruit pentru a folosi instrumentul respectiv. Distribuția proceselor de simulare într-o fermă de mașini de calcul reprezintă cel mai important factor în reducerea timpului necesar determinării limitei electro-termice din ASF.

Experimentul efectuat în această lucrare ce a avut la bază variația parametrilor prezentată în capitolul precedent a presupus determinarea limitei electro-termice din ASF pentru un număr de 708 structuri. La un calcul rapid pentru 708 structuri s-au efectuat în medie 10 simulări până a

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

ajunge la soluția dorită, fiecare simulare în parte având un timp de rulare de aproximativ 5 ore, timpul total necesar fiind de 1475 zile \approx 4 ani dacă se consideră o rulare secvențială pe o singură mașină de calcul. Pentru sistemul prezentat durata totală a procesării a fost de 14.79 zile.

Un instrument de determinare automată a ariei sigure de funcționare își poate dovedi utilitatea în numeroase aplicații. Sistemul prezentat poate fi folosit în optimizarea electro-termică structurilor de tranzistoare MOSFET de putere astfel încât acestea să poată funcționa la o putere cât mai mare în funcție de aplicația în care sunt folosite sau să aibă o durată de viață cât mai lungă, minimizând stresul termic.

O altă aplicație în care un astfel de sistem poate fi utilizat este pentru reducerea numărului de rebuturi, îmbunătățind producția. Acest lucru se poate face realizând o analiză asupra micilor variații ale parametrilor de geometrie ce pot apărea din cauza mașinilor automate utilizate în fabricația dispozitivelor. Cunoscând ce parametri de geometrie afectează cel mai mult limita electro-termică din ASF se poate opta ori pentru creșterea preciziei mașinilor de producție ori căutarea unei zone din ASF în care micile variații de parametri să aibă un impact cât mai mic asupra ASF.

Interconectând mai multe astfel de sisteme automate, fiecare responsabil de optimizarea unei anumite regiuni din aria sigură de funcționare se poate obține o aplicație de proiectare automată a tranzistoarelor. Presupunând ca există o anumită cerință de putere, tensiune sau curent, o aplicație care pornește de la o structură de bază și realizează o variație a parametrilor pentru a determina cele mai bune condiții de funcționare ar avea un impact considerabil asupra întregului proces prin care trec tranzistoarele de la etapa de concept până la producția propriu zisă.

REFERINȚE

- [1] J. Bardeen and W. H. Brattain, "The transistor, a semi-conductor triode," *Phys. Rev.*, vol. 74, pp. 230–231, July 15, 1947. doi:10.1103/PhysRev.74.230
- [2] I. M. Ross, "The invention of the transistor," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 1, pp. 7-28, Jan 1998. doi: 10.1109/5.658752
- [3] B. K. Bose, "Evaluation of modern power semiconductor devices and future trends of converters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 2, pp. 403-413, Mar/Apr 1992. doi: 10.1109/28.126749
- [4] J. Baliga, "Fundamentals of Power Semiconductor Devices" doi:10.1007/978-0-387-47314-7_6.
- [5] A. Andreini, C. Contiero, and Galbiati. P. BCD Technology for Smart Power ICs. In B. Murari, F. Bertotti, and G. A. Vignola, editors, *Smart Power ICs: Technologies and Applications*, pages 1 – 52. Springer New York, 2002.
- [6] B. Murari, C. Contiero, R. Gariboldi, S. Sueri, and A. Russo. Smart power technologies evolution. *Conference Records of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, 1:P10 – P19, 2000.
- [7] M. Stecher, N. Jensen, M. Denison, R. Rudolf, B. Strzalkoswi, M.N. Muenzer, and L. Lorenz. Key Technologies for System-Integration in the Automotive and Industrial Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(3):537 – 549, May 2005.
- [8] Infineon Technologies AG. *Semiconductors: Technical Information, Technologies and Characteristic Data*. Publicis Corporate Publishing, Erlangen, 3rd edition, 2004.
- [9] D. Dibra, "Single Pulse Safe Operating Area of Trench Power MOSFETs in Automotive Power Integrated Circuits", December 29, 2011. Publisher: Dr. Hut
- [10] S. Mukherjee. Power Integrated Circuits - Progress, Prospects and Challenges. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 36(11):2599 – 2600, Nov. 1989.
- [11] M.S. Adler, K.W. Owyang, B.J. Baliga, and R.A. Kokosa. The evolution of power device technology. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 31(11):1570 – 1591, Nov. 1984.
- [12] J.D. Plummer. *Monolithic MOS High Voltage Integrated Circuits*. *International Electron Devices Meeting*, 26:70 – 74, 1980.

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

[13] A. Andreini, C. Contiero, and P. Galbiati. A new integrated silicon gate technology combining bipolar linear, CMOS logic, and DMOS power parts. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 33(12):2025 – 2030, Dec. 1986.

[14] V. Barkhordarian, "Power MOSFET Basics"

[15] J. P. Stengl and J. Tihanyi. *Leistungs -MOSFET- Praxis*. Pflaum Verlag München, 2nd edition, 1992.

[16] J. Tihanyi. Smart Discrete Technologies. In B. Murari, F. Bertotti, and G. A. Vignola, editors, *Smart Power ICs: Technologies and Applications*, pages 79 – 103. Springer New York, 2002.

[17] Infineon Technologies AG. Application Note: Using Current Sense PROFETs and Speed TEMPFETs in a High Current H- Bridge Motor Driver. <http://www.infineon.com>

[18] Infineon Technologies AG. BTS5231 - 2GS Data Sheet: Smart High-Side Power Switch PROFET Two Channels, 140 mΩ. <http://www.infineon.com>

[19] P.L. Hower and S. Pendharkar. Short and long-term safe operating area considerations in LDMOS transistors. *Proceedings of the 43rd IEEE International Annual Reliability Physics Symposium*, pages 545 – 550, Apr. 2005.

[20] Y.S. Chung and B. Baird. Electrical-thermal coupling mechanism on operating limit of LDMOS transistor. *International Electron Devices Meeting*, pages 83–86, 2000.

[21] Nielsen, C.V., Zhang, W., Alves, L.M., Bay, N., Martins, P. *Modeling of Thermo-Electro-Mechanical Manufacturing Processes*

[22] Jean Baptiste Joseph Fourier. *Théorie analytique de la chaleur*. Chez Firmin Didot père et fils, Paris, 1822

[23] M. Necati Özisik. *Heat conduction*. John Wiley & Sons, 1st edition, 1980.

[24] H. R. Shanks, P. D. Maycock, P. H. Sidles, and G. C. Danielson. Thermal Conductivity of Silicon from 300 to 1400°K. *Phys. Rev.*, 130(5):1743–1748, Jun. 1963.

[25] C. J. Glassbrenner and Glen A. Slack. Thermal Conductivity of Silicon and Germanium from 3°K to the Melting Point. *Phys. Rev.*, 134(4A):A1058– A1069, May 1964.

[26] S. Selberherr. *Analysis and simulation of semiconductor devices*. Springer, Vienna, 1986.

[27] *Engineering Fundamentals. Materials*. <http://www.efunda.com/materials>, Jun. 2010.

[28] H. S. Carslaw and J. C. Jaeger. *Conduction of heat in solids*. Oxford University Press, 2nd edition, 1959.

[29] R.C. Joy and E.S. Schlig. Thermal properties of very fast transistors. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 17(8):586 – 594, Aug. 1970.

[30] V. M. Dwyer, A. J. Franklin, and D. S. Campbell. Thermal failure in semiconductor devices. *Solid-State Electronics*, 33(5):553 – 560, 1990.

[31] N. Rinaldi. On the modeling of the transient thermal behavior of semiconductor devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 48(12):2796 – 2802, Dec. 2001.

[32] ANSYS Inc. *Multiphysics Solutions*. <http://www.ansys.com>, Jun. 2018.

[33] COMSOL AB. *Comsol Multiphysics*. <http://www.comsol.com>, Jun. 2018.

Analiza factorilor de influență asupra limitei electro-termice din ASF pentru tranzistoare MOSFET de putere și joasă tensiune

[34] B. Desoete, P. Moens, R. Gillon, E. Driessens, B. Elattari, G. Van den Bosch, and G. Groeseneken. A fast and flexible thermal simulation tool validated on smart power devices. Proceedings of the 17th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD '05, pages 111 – 114, May 2005.

[35] A. Irace, G. Breglio, and P. Spirito. TherMos3: a 3D electrothermal simulator for Smart Power Devices. Proceedings of the 18th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD '06, pages 1 – 4, Aug. 2006.

[36] M. Pfof, R. Lachner, and Hao Li. Simulation of self-heating in advanced high-speed sige bipolar circuits using the temperature simulator tesi. Digest of Papers of the Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pages 95–98, Sept. 2004.

[37] M. Pfof, J. Joos, and M. Stecher. Measurement and Simulation of Self-Heating in DMOS Transistors up to Very High Temperatures. Proceedings of the 20th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD '08, pages 209 – 212, May 2008.

[38] M. Pfof C. Boianceanu H. Lohmeyer M. Stecher "Electro-thermal simulation of self-heating in DMOS transistors up to thermal runaway" IEEE Trans. Electron Devices vol. 60 no. 2 pp. 699-707 Feb. 2013.

[39] M. Pfof, J. Joos, and M. Stecher, "Measurement and simulation of selfheating in DMOS transistors up to very high temperatures," in Proc. ISPSD 2008, Orlando, FL, May 2008, pp. 209–212.

[40] P. Spirito, G. Breglio, V. d'Alessandro and N. Rinaldi, "Analytical model for thermal instability of low voltage power MOS and SOA in pulse operation," Proceedings of the 14th International Symposium on Power Semiconductor Devices and Ics, 2002, pp. 269-272. doi: 10.1109/ISPSD.2002.1016223

[41] J. Nduhura-Munga, G. Rodriguez-Verjan, S. Dautère-Pérès, C. Yugma, P. Vialletelle and J. Pinaton, "A Literature Review on Sampling Techniques in Semiconductor Manufacturing," in IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, vol. 26, no. 2, pp. 188-195, May 2013. doi: 10.1109/TSM.2013.2256943