



UNIVERSITATEA „POLITEHNICA” din BUCUREȘTI

ȘCOALA DOCTORALĂ ETTI-B

Nr. Decizie 570 din 25.09.2020

TEZĂ DE DOCTORAT

**CERCETĂRI PRIVIND OPTIMIZAREA
MODULELOR ELECTRONICE DE ALIMENTARE
RESEARCH ON OPTIMIZATION OF ELECTRONIC
POWER MODULES**

Doctorand: Ing. Constantin Ropoteanu

COMISIA DE DOCTORAT

Președinte	Prof. Dr. Ing. Gheorghe Brezeanu	de la	Univ. Politehnica București
Conducător de doctorat	Prof. Dr. Ing. Paul Svasta	de la	Univ. Politehnica București
Referent	Prof. Dr. Ing. Alexandru Șerbănescu	de la	Academia Tehnică Militară
Referent	Prof. Dr. Ing. Norocel Dragoș Codreanu	de la	Univ. Politehnica București
Referent	C.S.I. dr. Fiz. Liviu Coșereanu	de la	INCD Aerospațială “Elie Carafoli”

BUCUREȘTI 2020

Mulțumiri

Parcurgerea stagiului doctoral reprezintă o etapă importantă în procesul continuu al acumulării de cunoaștere. Odată cu finalizarea acestui demers aduc mulțumiri deosebite conducătorului științific, prof. dr. ing. Paul SVASTA, sub a cărui îndrumare am identificat orizonturi noi de cunoaștere.

De asemenea, le mulțumesc membrilor comisiei de îndrumare, prof. dr. ing. Ciprian Ionescu, dr. ing. Iulian Bușu și dr. ing. Daniel Simion – Zănescu, ale căror sugestii de abordare m-au determinat să privesc mult mai amplu aspectele cercetării, fapt care a deschis oportunități noi pe zona experimentală.

Totodată, mulțumesc membrilor colectivului CETTI care prin profesionalismul lor mi-au acordat suport pe toată perioada cercetării.

Doresc să aduc calde mulțumiri colectivului de specialiști din cadrul Institutului pentru Tehnologii Avansate pentru susținerea permanentă legată de elaborarea părții practice a lucrării.

Îmi exprim recunoștința față de doamna dr. ing. Cristina Oprea, director al firmei Tensor SRL, care mi-a asigurat accesul la instrumentele software din pachetul de programe Ansys, absolut necesare în procesul de derulare a cercetării.

Mulțumesc familiei mele care mi-a fost alături și m-a încurajat în mod constant în toată această perioadă.

Cuprins

Mulțumiri	i
Lista tabelelor.....	v
Lista figurilor	vii
Lista abrevierilor	ix
1. Introducere.....	1
1.1. Prezentarea domeniului tezei de doctorat	1
1.2. Scopul tezei de doctorat.....	1
1.3. Conținutul tezei de doctorat.....	1
2. Medii magnetice pentru surse de alimentare în comutație	3
2.1. Comportarea materialelor în prezența câmpului magnetic.....	3
2.2. Clasificarea materialelor magnetice după destinația utilizării.....	3
2.2.1 Materiale magnetice moi	4
2.2.2 Materiale magnetice dure	4
2.3. Proprietăți ale materialelor magnetice utilizate în convertoare de putere	4
2.3.1 Permeabilitatea.....	4
2.3.2 Inducția de saturație	4
2.3.3 Temperatura Curie	4
3. Transformatorul de putere la frecvență înaltă	5
3.1 Transformatorul real și fenomene asociate pierderilor	5
3.1.1 Efectul pelicular	5
3.1.2 Efectul de proximitate.....	6
3.1.3 Pierderile în miezul magnetic	6
3.2 Principii în proiectarea transformatorului planar	6
3.2.1 Considerații de realizare a înfășurărilor planare	6
3.2.2 Miezuri magnetice planare și distribuția de curent în înfășurări	6
3.2.3 Studiu comparativ simulat pentru componente magnetice planare și toroidale la frecvențe înalte	7
3.3 Determinarea parametrilor magnetici	8
3.3.1 Selecția miezului magnetic.....	8
3.3.2 Factorul de umplere	8
3.3.3 Calculul transformatorului.....	8
4. Managementul termic în structurile magnetice planare	11

4.1	Solicitarea termică a înfășurărilor. Cauze	11
4.2	Surse de căldură în transformatoare planare	12
5.	Configurații propuse și implementate de transformatoare planare	15
5.1	Convertorul DC – DC. Topologie	15
5.2	Modelarea și simularea componentelor magnetice.....	15
5.2.1	Metoda elementelor finite și aplicații de modelare.....	15
5.2.2	Configurații propuse de transformatoare planare	16
5.2.3	Studiul acumulării energiei în transformatoarele planare. Forța magnetomotoare	17
5.3	Platforma de testare cu transformator planar	18
5.3.1	Descrierea schemei electrice a convertorului.....	18
5.3.2	Analiza convertorului push – pull. Măsurători	18
5.4	Efectele pierderilor în transformatoarele planare. Distribuția termică...	18
6.	Concluzii	21
6.1	Rezultate obținute.	21
6.2	Contribuții originale.....	22
6.3	Lista publicațiilor	23
6.4	Perspective de dezvoltare ulterioară.....	24
Anexe		25
A1.	Domenii magnetice. Fenomenul de magnetizare	25
A.2	Extras din schema electrică a convertorului	27
Bibliografie selectivă		29

Lista tabelelor

Tabel 4. 2 Rezultate ale simulării pentru frecvența de 1 MHz	12
Tabel 4. 5 Proprietățile de material utilizate la simularea termică	13

Lista figurilor

Fig.3. 12 Distribuția curentului în secundarul transformatorului cu ER	7
Fig.3. 13 Distribuția curentului în secundarul transformatorului cu miez EI.	7
Fig.3. 16 Densitatea de curent în conductorul multifilar al transformatorului toroidal (900 KHz).	Error! Bookmark not defined.
Fig.4. 2 Model simplificat cu rezistențe termice pentru un transformator planar.....	12
Fig.4. 9 Distribuția inducției magnetice în miezul E22/6/16 la 1 MHz.	12
Fig.4. 13 Distribuția temperaturii în modelul de transformator pentru frecvența de 1MHz.....	13
Fig.5. 9 Model transformator planar denumit T1.	16
Fig.5. 24 Model transformator planar denumit T2.	16
Fig.5. 40 Inductanța de scăpări și forța magnetomotoare [2]	17
Fig.5. 46 Distribuția forței magnetomotoare pentru modelul T1.	17
Fig.5. 47 Distribuția forței magnetomotoare pentru modelul T2.	17
Fig.5. 66 Formă obținută a ciclului de magnetizare/demagnetizare obținut la 970 KHz pentru comandă în impuls.	19
Fig.5. 67 Formă obținută a ciclului de magnetizare/demagnetizare obținut la 970 KHz pentru comandă în sinus.	19
Fig.5. 63 Distribuția de temperatură pe modelul simulat termic T1.	19
Fig.5. 71 Temperatura la suprafața capsulei circuitului UC3825.	20
Fig.5. 72 Suprapunerea formelor de undă la porțile tranzistoarelor de comutație (pentru varianta 1 de circuit).	20

Fig.A1. 2 Ilustrarea simplificată a fenomenului de magnetizare a domeniilor magnetice.	26
Fig.A2. 1 Schema electrică a convertorului – comandă transformator și redresare.	27

Lista abrevierilor

BH –notație asociată ciclului de histerezis magnetic

DC – Direct Curent

FR4 – Flame Retardant 4

MOS – Metal – Oxide – Semiconductor

PCB – Printed Circuit Board

PWM – Pulse Width Modulation

Capitolul 1

Introducere

1.1. **Prezentarea domeniului tezei de doctorat**

Odată cu creșterea frecvenței de funcționare a convertoarelor DC-DC, complexitatea problemelor legate de pierderile în materialul magnetic respectiv în conductor urmează un curs ascendent. Deși fenomenul pierderilor nu poate eliminat ci doar redus în componentele magnetice, alegerea unui miez magnetic are ca fundament frecvența de lucru, puterea pe care o poate transfera precum și pierderile de energie la realizarea transferului către consumatori.

1.2. **Scopul tezei de doctorat**

Prezenta teză de doctorat analizează metode de optimizare a componentelor magnetice prezente în surse de alimentare în comutație, din punct de vedere al eficienței transferului de putere, în acest sens fiind studiate și propuse structuri magnetice planare funcționând la frecvențe apropiate de zona MHz.

1.3. **Conținutul tezei de doctorat**

Lucrarea este alcătuită din 6 capitole, primul dintre acestea descriind prezentarea domeniului de doctorat precum și scopul acesteia. Cel de-al doilea capitol prezintă o introducere în domeniul mediilor magnetice, prezentând modul de comportare al

materialelor în prezența câmpului magnetic, clasificarea acestora după destinația utilizării dar și proprietăți ale materialelor magnetice utilizate în convertoare de putere.

Capitolul 3 este dedicat transformatorului de putere funcționând la frecvență din domeniul MHz. Sunt descrise fenomene fizice care apar într-un transformator real fiind detaliate atât pierderile de la nivelul înfășurărilor cât și cele care apar în miezul magnetic.

În capitolul 4 este pus în evidență efectul termic în transformatoarele planare, fiind analizate sursele de căldură din componentele magnetice, modul în care sunt solicitate înfășurările dar și evoluția proprietăților magnetice ale miezului cu temperatura.

Mai departe în capitolul 5 sunt descrise configurații de transformatoare planare cu miez magnetic, sunt prezentate rezultate ale simulării pentru formă de undă de tip sinusoidal având în vedere valori ale frecvențelor de lucru din zona MHz, alături de rezultate experimentale.

În cadrul capitolului 6 al lucrării sunt formulate concluzii referitoare la rezultatele obținute, fiind punctate contribuțiile originale precum și perspectivele de dezvoltare ulterioară.

Capitolul 2

Medii magnetice pentru surse de alimentare în comutație

2.1. Comportarea materialelor în prezența câmpului magnetic

În interiorul câmpului magnetic, forțele care se exercită tind să orienteze momentele magnetice pe direcția liniilor de câmp.

În funcție de comportamentul magnetic, materialele pot fi clasificate în cinci categorii, după cum urmează: *diamagnetice*, *paramagnetice*, *feromagnetice*, *antiferomagnetice*, *ferimagnetice* (ferite).

2.2. Clasificarea materialelor magnetice după destinația utilizării

Scopul fundamental al unui miez magnetic este acela de a asigura un mediu optim de „curgere” a fluxului magnetic sau de cuplare a două sau mai multe înfășurări [1]. Una din cele mai importante proprietăți care determină încadrarea unui tip de material magnetic într-o clasă sau alta îl reprezintă *remanența magnetică*.

Magnetizarea materialelor magnetice este un *fenomen ireversibil*.

2.2.1 Materiale magnetice moi

Datorită structurii cristaline a anumitor compuși ciclul de magnetizare – demagnetizare se realizează cu valori reduse ale câmpului magnetic H . Un material magnetic moale ideal ar avea zero câmp magnetic coercitiv (H_c), o inducție de saturație de valoare foarte mare (B_{sat}), zero pierderi prin histerezis precum și permeabilități $\mu_{r,max}$ și $\mu_{r,i}$ foarte mari.

2.2.2 Materiale magnetice dure

Un material *magnetic dur* ideal prezintă un câmp coercitiv respectiv remanent de valori foarte mari în comparație cu materialele magnetice moi.

Caracteristicile specifice recomandă utilizarea materialelor magnetice dure la aplicații ce necesită magneți permanenți.

2.3. Proprietăți ale materialelor magnetice utilizate în convertoare de putere

2.3.1 Permeabilitatea

Permeabilitatea este o proprietate de material care depinde de compoziția și modul de obținere al materialului.

În toate materialele magnetice permeabilitatea este dependentă de următorii factori: *intensitatea câmpului magnetic H , frecvența f , temperatura T și de tipul de material magnetic* [2].

2.3.2 Inducția de saturație

Valoarea totală a densității de flux magnetic reprezintă produsul dintre valoarea permisă de vârf a inducției și aria miezului, fără a depăși pragul de saturație, chiar în condiții de vârfuri generate de fenomenul tranzitoriu [3]. De asemenea, cele mai mari valori ale inducției de saturație se regăsesc la aliajele pe bază de metale [4].

2.3.3 Temperatura Curie

Toate materialele magnetice își pierd proprietățile feromagnetice la atingerea punctului Curie. Pragurile de temperatură Curie ale materialelor depind doar de compoziția materialului și nu de aspectul geometric.

Capitolul 3

Transformatorul de putere la frecvență înaltă

3.1 Transformatorul real și fenomene asociate pierderilor

Prezentul capitol prezintă fenomenul pierderilor în transformatoarele destinate surselor în comutație, abordarea fiind îndreptată în mod gradual către transformatoarele planare cu miez magnetic.

3.1.1 Efectul pelicular

Efectul pelicular este fenomenul care apare într-un conductor parcurs de un curent electric alternativ.

Acesta se manifestă prin distribuția curentului către suprafața conductorului și este datorat curenților turbionari induși de curentul propriu ce străbate respectivul conductor.

3.1.2 Efectul de proximitate

Două conductoare parcurse de un curent de frecvență înaltă, aflate unul în vecinătatea celuilalt, produc câmpuri magnetice ale căror intensități H devin neuniforme, densitatea maximă de curent fiind situată la contactul dintre cele două conductoare.

3.1.3 Pierderile în miezul magnetic

Aspectul pierderilor în miezul magnetic se referă la două fenomene: *ciclul de histerezis* și *curenții turbionari*.

Ciclul de histerezis reprezintă elementul central între proprietățile care recomandă alegerea unui miez. Dimensiunea ciclului $B - H$ depinde de valoarea intensității H a câmpului aplicat.

Curenții turbionari produc pierderi pe unitatea de volum $J^2\rho$, unde ρ este rezistența specifică a materialului din care a fost fabricat miezul.

3.2 Principii în proiectarea transformatorului planar

3.2.1 Considerații de realizare a înfășurărilor planare

Circulația curentului de înaltă frecvență este restricționată de suprafața conductorului până la o adâncime în materialul conductor, denumită adâncime de pătrundere.

Datorită limitărilor efectului pelicular îngroșarea zonei de conducție nu va reduce rezistența în curent alternativ ci doar rezistența de curent continuu.

3.2.2 Miezi magnetice planare și distribuția de curent în înfășurări

Scopul prezentului studiu îl reprezintă estimarea comparativă a pierderilor în două tipuri de transformatoare utilizând miez magnetic planar de tip ER [5], în primul caz și miez magnetic planar de tip EI, ambele cu întrefier.

Frecvența pentru care a fost aleasă simularea a avut valoarea de 700 KHz iar curentul a avut valoarea de 10A, conductor solid.

Suprafața parcursă de curent se limitează la zona din apropierea miezului magnetic creând densități mari ale curentului și implicit pierderi în înfășurări, generându-se creșteri de temperatură (Fig. 3.12 și 3.13).

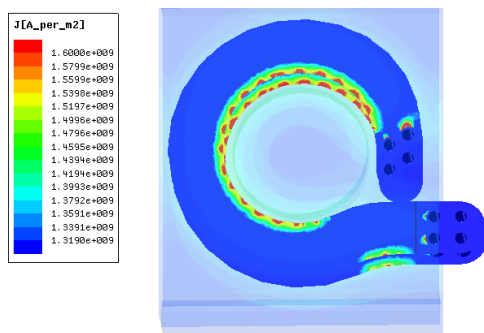


Fig.3.12 Distribuția curentului în secundarul transformatorului cu ER.

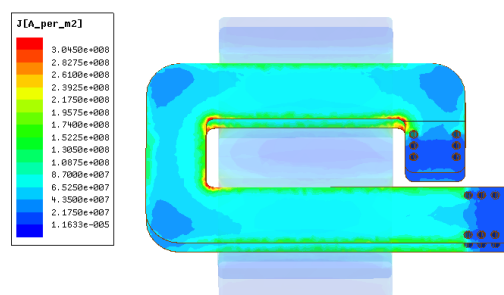


Fig.3.13 Distribuția curentului în secundarul transformatorului cu miez EI.

Datorită efectului forței de magnetizare din zona întrefierului, inducerea curenților turbionari în spiră către marginea dinspre miez duce la creșterea densității de curent pe conturul interior al spirei. Consecința este apariția unor zone „fierbinți” în interiorul transformatorului.

3.2.3 Studiu comparativ simulat pentru componente magnetice planare și toroidale la frecvențe înalte

În cazul transformatorului suprafețele echipotențiale generează densități mari de curent în zonele din apropierea întrefierului crescând în același timp valoarea rezistenței în curent alternativ.

Miezul toroidal este prevăzut cu o reluctanță magnetică calculată pentru un domeniu de frecvențe, echivalent cu un întrefier distribuit pe calea magnetică circulară ce închide fluxul.

În Figura 3.16 sunt indicate rezultatele simulărilor (pentru densitatea de curent J).

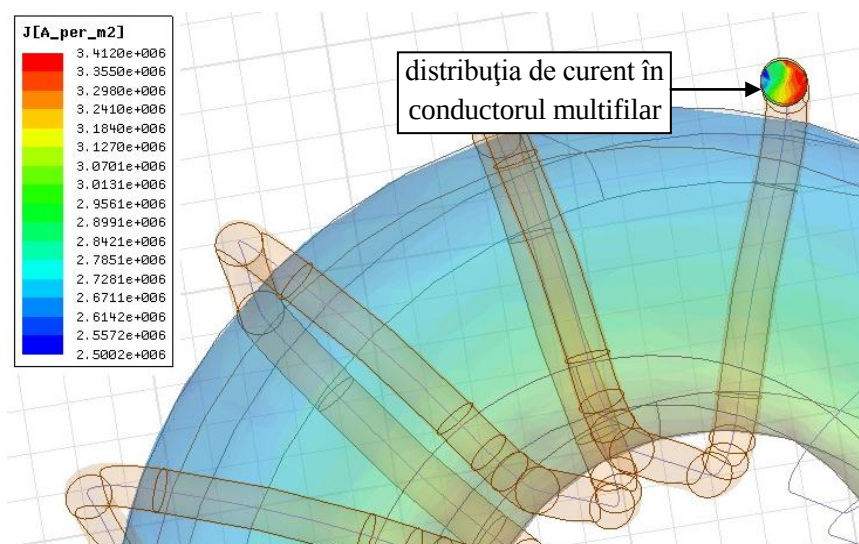


Fig.3.2 Densitatea de curent în conductorul multifilar al transformatorului toroidal (900 KHz)

Frecvența la care modelul a fost supus simulării este de 900 KHz, curentul prin calea de conducție având valoarea de 10A.

3.3 Determinarea parametrilor magnetici

3.3.1 Selecția miezului magnetic

În situația în care sunt cunoscute aria secțiunii miezului, notată A_e , valoarea efectivă a tensiunii U și frecvența de lucru f , atunci poate fi calculată inducția maximă până la care are loc excursia fluxului în miez:

$$B_{max} = \frac{U \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot f \cdot N \cdot A_e} \left[V \cdot \frac{s}{m^2} \right] \quad (3.12)$$

3.3.2 Factorul de umplere

Factorul de umplere D este definit ca durata de timp cât elementul de comutație se află în conducție, raportat la perioada de comutație. În regim de frecvență fixă al unui convertor derivat din topologia buck produsul $V_{IN} \cdot D$ este constant.

Bucula de control modifică factorul de umplere D invers proporțional cu tensiunea de intrare V_{IN} pentru a menține constantă tensiunea de ieșire V_O .

3.3.3 Calculul transformatorului

Proiectarea transformatorului va avea în vedere condiția esențială pentru ca acesta să poată funcționa la un randament superior, anume:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.20)$$

unde V_p este tensiunea la bornele înfășurării primare, V_s este tensiunea din secundar, N_p este numărul de spire din primar și N_s este numărul de spire din secundar.

Considerând $N_s = 1$ spiră, $V_p = 400$ V, $V_s = 12$ V, N_p urmează a fi determinat.

Numărul de spire din înfășurarea primară $N_p = 33$ de spire.

Se consideră că transformatorul planar va funcționa la frecvența de 200 KHz, iar adâncimea de pătrundere nu produce pierderi în înfășurări prin efect pelicular.

Din calcul a rezultat perioada $T = 5 \mu s$.

Pentru $B = 200$ mT. Se înlocuiesc valorile în formula (3.16) și rezultă:

$$400V \cdot 5\mu s = 200mT \cdot A_e \cdot 33 \text{ spire} \quad (3.24)$$

Se determină aria secțiunii miezului magnetic

$$A_e = 303 \text{ mm}^2 \quad (3.25)$$

Practic, va fi aleasă valoarea cea mai apropiată din catalog.

Relația de proporționalitate între valoarea de vârf a intensității câmpului magnetic H și curentul care străbate înfășurarea secundară este dată de expresia, intensității câmpului magnetic [6].

Capitolul 4

Managementul termic în structurile magnetice planare

În aplicațiile reprezentând surse în comutație principalele aspecte ce țin de utilizarea și limitările miezului magnetic se referă la *permeabilitate*, *saturația materialului magnetic* precum și la *pierderile din miez* pentru una sau mai multe frecvențe de lucru, de aceste aspecte depinzând excursia de flux.

4.1 Solicitarea termică a înfășurărilor. Cauze

Parametrul utilizat în modelarea termică a componentelor, θ_{JA} , reprezintă impedanța termică de la joncțiunea unei componente electronice către mediul ambiant [7]. Ecuația care descrie această comportare are forma:

$$\theta_{JA} = \frac{T_{joncțiune} - T_{ambient}}{Puterea\ disipată} \quad (4.3)$$

„Joncțiunea” este reprezentată de sursa de căldură a ansamblului respectiv de înfășurarea planară din cupru.

Prima ramură a căii de disipație pleacă din înfășurarea secundară către miezul magnetic și ajunge în mediul ambiant prin radiație respectiv convecție.

Cea de-a doua cale de disipație a căldurii are același punct de plecare, respectiv înfășurarea secundară, străbate izolatorul FR4, intersectează din nou suprafața miezului magnetic și ajunge în mediul ambiant prin radiație respectiv convecție.

În Figura 4.2 este prezentat un model simplificat cu rezistențe termice pentru un transformator planar.

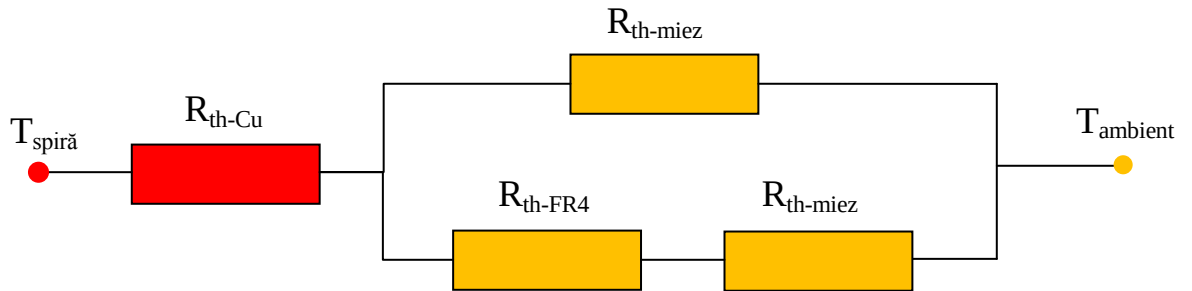


Fig.4. 1 Model simplificat cu rezistențe termice pentru un transformator planar.

Disponerea trecerilor între straturi contribuie semnificativ la eficiența componentei magnetice, întrucât este necesar ca stratul de metalizare al orificiilor să asigure o rezistență minimă raportat la curentul ce străbate înfășurarea.

4.2 Surse de căldură în transformatoare planare

În vederea studierii fenomenelor fizice asociate pierderilor, care au loc în transformatorul planar [8], în cele ce urmează sunt evidențiate etapele necesar a fi parcurse în procesul de proiectare.

Calculul transformatorului a decurs plecând de la o tensiune în primar $V_{prim} = 15V$, tensiune în secundar $V_{sec} = 5V$, și frecvența $f = 1MHz$.

Pe baza calculelor efectuate a fost ales un miez magnetic de tip E22/6/16 cu $A_e = 78,5 \text{ mm}^2$, fiind determinat $H_{max} = 540 \text{ A/m}$, valoare apropiată de saturație.

În Figura 4.9 este ilustrată distribuția inducției magnetice în miezul magnetic al transformatorului pentru frecvența de 1MHz.

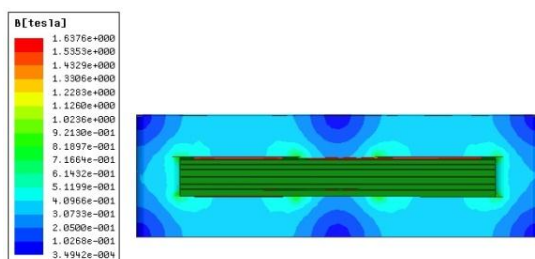


Fig.4. 2 Distribuția inducției magnetice în miezul E22/6/16 la 1 MHz.

Tabel 4. 1 Rezultate ale simulării pentru frecvența de 1 MHz

Parametru	Valoare
Inducția magnetică medie [T]	0.35
Pierderile din secundar [W]	0.69
Curentul în secundar [A]	10.27
Rezistența secundarului [mΩ]	6.90
Inductanța secundarului [μH]	5.20

Din analiza modului de distribuție a densității de flux a reieșit faptul că în zonele periferice ale miezului nu sunt valori de saturație la frecvența de 1 MHz.

Au mai fost efectuate simulări pentru 1,3 MHz respectiv 1,5 MHz, între prima și cea de-a treia simulare fiind o diferență de 0,56W disipați.

Transferul căldurii din miezul magnetic către mediul ambiant se realizează prin *convecție*, sens în care are loc relația:

$$Q_{conv} = h \cdot A(T_s - T_{\infty}) \quad (4.8)$$

unde h este coeficient de transfer al căldurii prin convecție, A este aria suprafeței obiectului supus mișcării fluidului, T_s este temperatura suprafeței obiectului supus mișcării fluidului iar T_{∞} este temperatura mediului ambiant.

Pentru studierea comportamentului termic al modelului supus anterior simulării electromagnetice, este necesară asocierea corpurilor geometrice care compun componenta magnetică cu materiale ale căror proprietăți specifice sunt indicate în tabelul 4.5.

Tabel 4. 2 *Proprietățile de material utilizate la simularea termică*

Material	Densitatea de masă (kg/m ³)	Conductivitatea termică (W/m·k)	Căldura specifică (J/kg· K)
Ferită tip Mangan - Zinc	4700	4	800
Cupru	8900	390	390
FR4	1850	0.5	1200

În cele ce urmează este reprezentat rezultatul simulării termice pentru 1MHz.

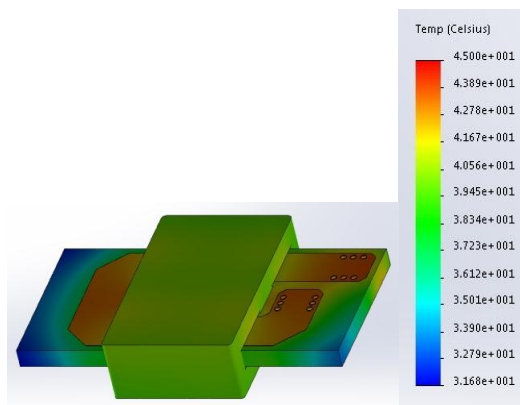


Fig.4. 3 *Distribuția temperaturii în modelul de transformator pentru frecvența de 1MHz.*

Capitolul 5

Configurații propuse și implementate de transformatoare planare

5.1 Convertorul DC – DC. Topologie

Topologia aleasă pentru o anumită aplicație va determina eficiența ei în atingerea scopului specific. Reperele ce determină alegerea unei topologii pentru o aplicație se referă la izolarea intrării față de ieșire precum și la suprasolicitarea elementelor de comutație.

5.2 Modelarea și simularea componentelor magnetice

5.2.1 Metoda elementelor finite și aplicații de modelare

Datorită specificității aplicațiilor, din perspectiva fenomenelor fizice care intervin într-un sistem, au fost dezvoltate instrumente software adaptate atât rezolvării domeniului electric cât și a celui termic.

Metoda de analiză cu elemente finite (FEA) reprezintă un procedeu de calcul prin care o structură geometrică este divizată în elemente discrete (ex.: tetraedre) cu scopul obținerii unui set de ecuații algebrice.

5.2.2 Configurații propuse de transformatoare planare

Ținând cont de datele rezultate din calculul transformatorului, dimensiunile circuitului imprimat modelat au fost stabilite în baza cotelor miezului planar având aria secțiunii $78,5 \text{ mm}^2$ (Figura 5.9). Forma de undă aplicată componentelor magnetice simulate este stabilită implicit de aplicația Ansys Maxwell fiind *sinusoidală*.

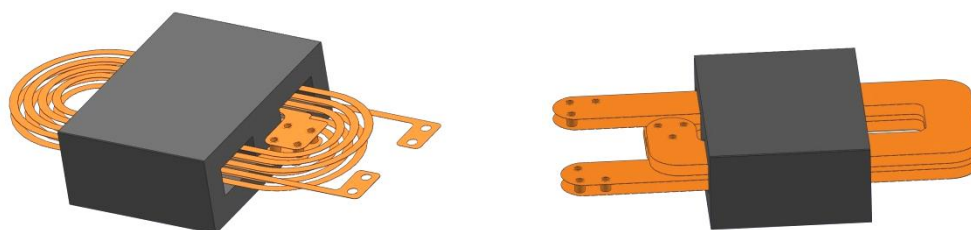


Fig.5. 1 Model transformator planar denumit T1.

În urma analizei efectuate asupra distribuției pierderilor în miez, s-a constatat faptul că pentru frecvența de 500 KHz valoarea medie se situează sub pragul de 20 KW/m^3 . La frecvența de 1 MHz valoarea medie este de aproximativ 60 KW/m^3 .

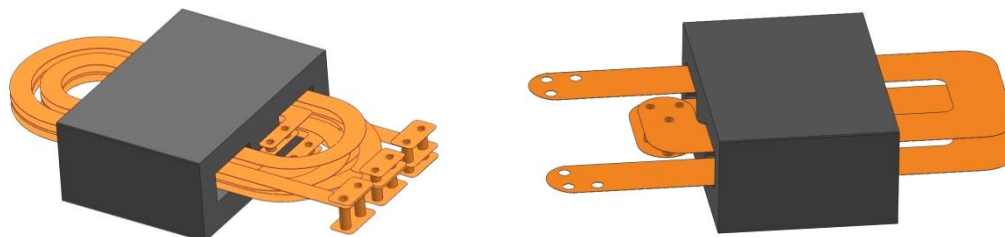


Fig.5. 2 Model transformator planar denumit T2.

Condițiile de simulare sunt respectate și în cazul celui de-al doilea transformator (Figura 5.24). Ambele înfășurări primare paralelizate sunt comandate cu un curent de 5A.

În vederea evidențierii prin comparație a comportării electromagnetice a celor două modele, pentru T2 a fost utilizată aceeași scară de valori ale pierderilor.

Comparând cele două comportamente ale transformatoarelor T1 și T2 se pot deduce valori diferite ale inducției, fapt care produce variații ale ariei din interiorul ciclului de histerezis.

5.2.3 Studiul acumulării energiei în transformatoarele planare. Forța magnetomotoare

Un transformator ideal integrat în lanțul de conversie nu stochează energie, puterea de la intrarea acestuia fiind transferată instantaneu către ieșire.

În situația reală transformatorul funcționând la frecvențe ridicate prezintă fenomenul nedorit de stocare a energiei manifestat prin *inductanța de pierderi* respectiv *inductanța mutuală (sau de magnetizare)*.

Pe măsură ce fluxul traversează înfășurarea secundară amplitudinea forței magnetomotoare scade liniar către zero de vreme ce $N_p \cdot I_p = -N_s \cdot I_s$ (Fig.5.40).

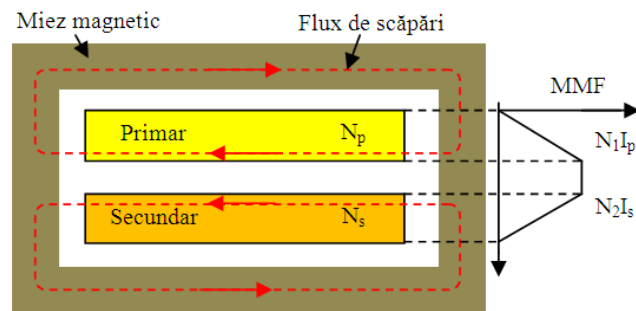


Fig.5. 3 Inductanța de scăpări și forța magnetomotoare [9]

În Figurile 5.46 și 5.47 au fost reprezentate multistraturile aferente transformatoarelor $T1$ și $T2$, fiind evidențiate amplitudinile tensiunilor magnetice în raport cu distribuția înfășurărilor în strat.

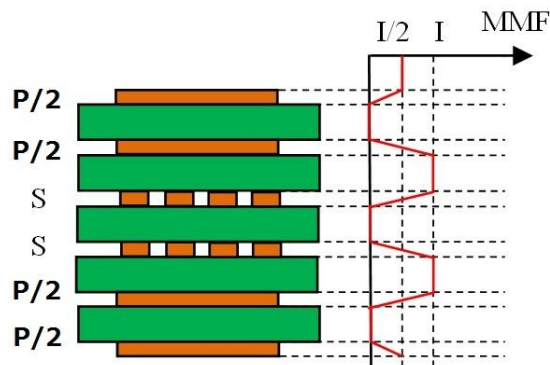


Fig.5. 4 Distribuția forței magnetomotoare pentru modelul $T1$.

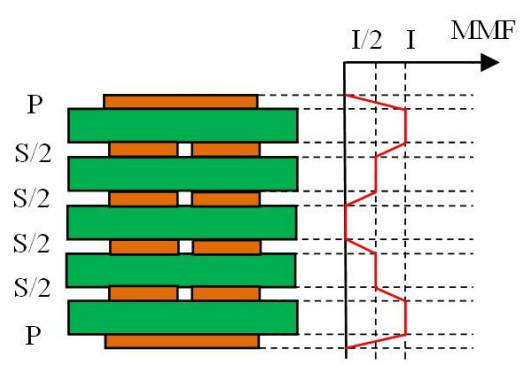


Fig.5. 5 Distribuția forței magnetomotoare pentru modelul $T2$.

5.3 Platforma de testare cu transformator planar

Realizarea platformei a urmărit analiza ambelor transformatoare planare din punct de vedere electromagnetic și termic, plecând de la premiza unei topologii de tip hard-switching, a cărei frecvență de funcționare să atingă pragul de 1MHz.

5.3.1 Descrierea schemei electrice a convertorului

Schema electrică a platformei de testare este construită în jurul circuitului integrat PWM tip UC3825, capabil să comande pe cele două ieșiri în contratimp curenți relativ mari proveniți din sarcini capacitive cum sunt cele din porțile tranzistoarelor MOS.

Circuitul de reacție al convertorului comandă controlerul în curent.

5.3.2 Analiza convertorului push – pull. Măsurători

Schema electrică propusă pentru testarea celor două tipuri de transformatoare planare a fost proiectată plecând de la un raport de transformare 1:4.

Analizând condițiile de oscilație, ținând cont de conectarea transformatorului ($T1$ sau $T2$), s-a constatat faptul că, stabilitatea cea mai bună în frecvență are loc pentru valoarea de aproximativ 970 KHz.

5.4 Efectele pierderilor în transformatoarele planare. Distribuția termică

Din perspectiva *simulărilor* efectuate în regim *sinusoidal* asupra celor două modele virtuale de transformatoare planare a reieșit faptul că structura a cărei înfășurare secundară a fost dispusă în 2 straturi și câte 4 spire ($T1$) are randament inferior celei cu 4 straturi și 4 spire ($T2$).

Din calcule a rezultat faptul că valoarea curentului care poate satura cele *două modele experimentale de transformatoare*, se află în jurul valorii de 9 A.

În Figurile 5.66 și 5.67 sunt prezentate capturi de pe ecranul osciloscopului corespunzătoare formelor de undă ale semnalului de comandă ce a fost aplicat înfășurării primare a transformatorului.

Aria din cadranul I se modifică odată cu parametrii B și H .

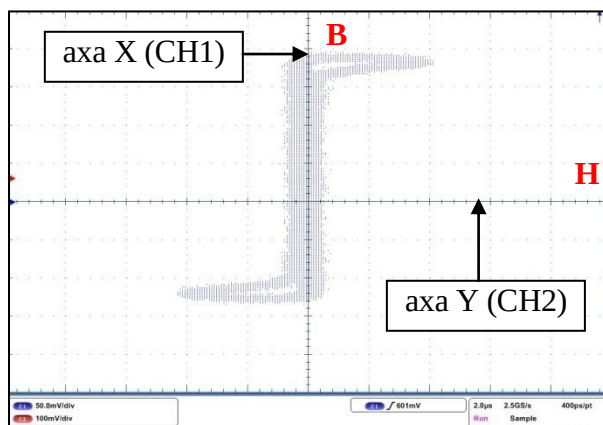


Fig.5. 6 Formă obținută a ciclului de magnetizare/demagnetizare obținut la 970 KHz pentru comandă în impuls.

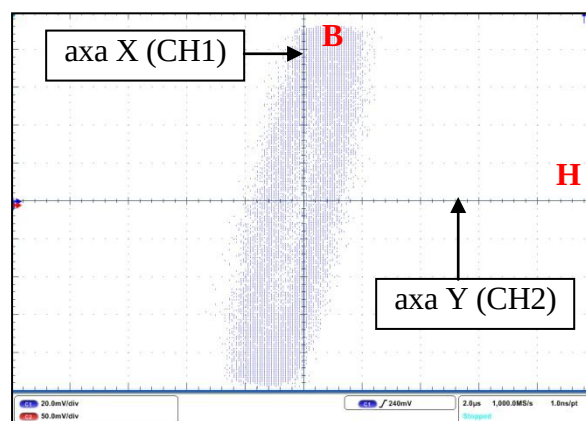


Fig.5. 7 Formă obținută a ciclului de magnetizare/demagnetizare obținut la 970 KHz pentru comandă în sinus.

Pentru evidențierea pierderilor prin efect termic, platforma de testare a fost expusă în stare de funcționare la obiectivul unei camere video cu termoviziune. S-au constatat creșteri de temperatură în atât în miezul magnetic al transformatoarelor $T1$ și $T2$ cât și la nivelul capsulei circuitului de comandă. Rezultatele obținute au fost comparate cu modelele simulate termic. Este prezentată imaginea cu rezultatul simulării termice pentru $T1$ (Fig.5.63).

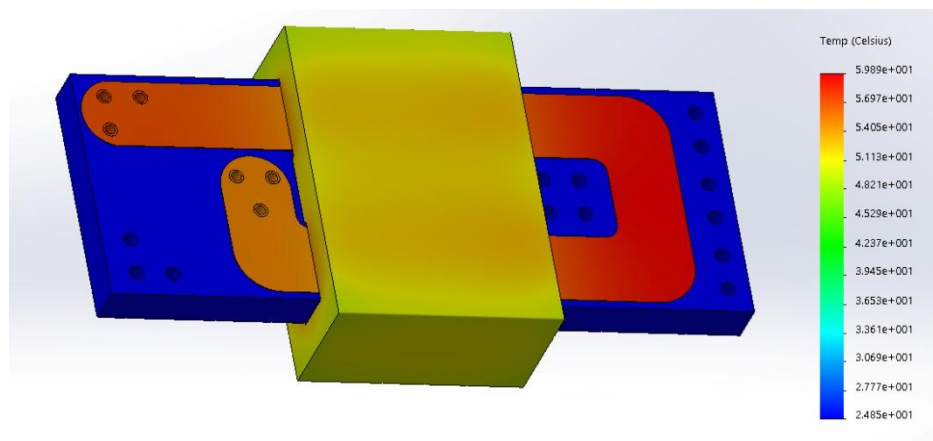


Fig.5. 8 Distribuția de temperatură pe modelul simulat termic $T1$.

În paralel cu îmbunătățirea eficienței la frecvențe ridicate ale circuitelor de comutație și control, rezultatul studiului deschide un nou deziderat pe linia îmbunătățirii eficienței conversiei dar și a reducerii dimensionale a sistemelor de alimentare.

Analizând aspectul distribuției de căldură în Figura 5.71 se constată că la nivelul circuitului PWM temperatura este superioară în comparație cu cea identificată la nivelul miezului magnetic. În această situație, formele de undă de la porțile tranzistoarelor

IRFZ44N au fost supuse unei comparații din punct de vedere al lății impulsurilor și s-au constatat diferențe.

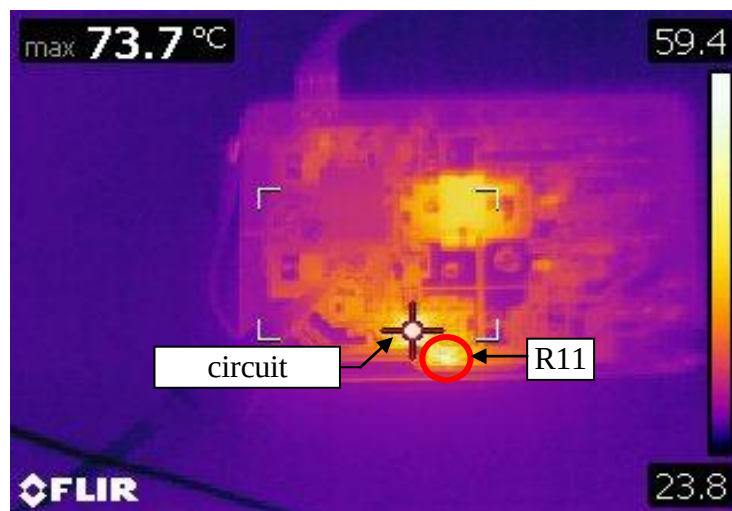


Fig.5. 9 Temperatura la suprafața capsulei circuitului UC3825.

Lățimea celor două semnale care comandă elementele de comutație este diferită și poate fi o consecință atât a modului de rutare cât și a modului în care controlerul PWM monitorizează bucla de reacție.

Primarul fiecărui transformator reprezintă sarcina pentru cele două ieșiri ale circuitului PWM. Prin urmare, lungimea neadecvată a traseelor, coroborată cu o valoare a capacității prezente în poarta tranzistoarelor, care nu a fost descărcată în perioada fără conducție, generează conducție simultană pentru momente scurte de timp în ambele înfășurări (Fig.5.72).

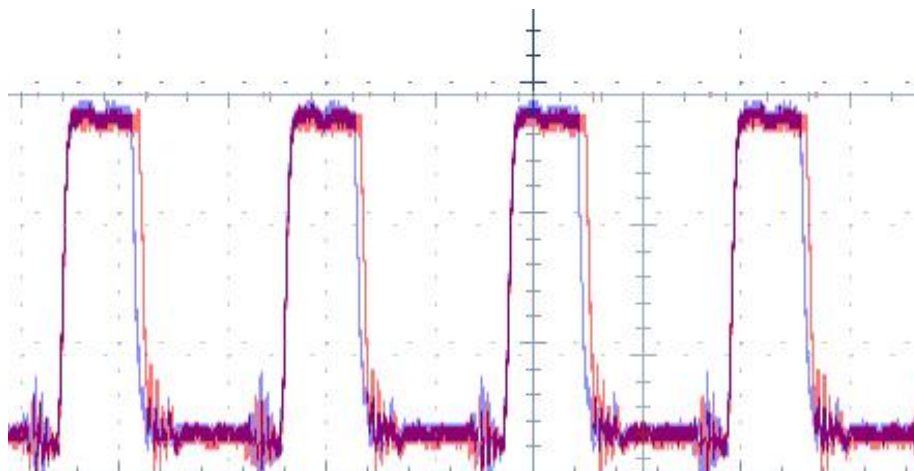


Fig.5. 10 Suprapunerea formelor de undă la porțile tranzistoarelor de comutație (pentru varianta 1 de circuit).

Capitolul 6

Concluzii

Pe parcursul lucrării a fost subliniată importanța materialului magnetic destinat aplicațiilor în comutație întrucât o sursă importantă de pierderi se regăsește chiar în componenta magnetică.

6.1 Rezultate obținute.

În primul capitol al tezei de doctorat a fost realizată o prezentare a domeniului de cercetare abordat pe parcursul lucrării.

Capitolul 2:

- Au fost caracterizate materialele din punct de vedere al comportării la expunerea în câmpul magnetic static, fiind analizat fenomenul magnetizării materialelor și implicațiile remanenței magnetice în procesul de comutație;

Capitolul 3:

- A fost prezentat *fenomenul pierderilor* atât în cazul conductoarelor care formează înfășurările transformatoarelor, cât și în cazul miezurilor magnetice planare;

Capitolul 4:

- Valorile pierderilor obținute în urma simulării electromagnetice la trei frecvențe de lucru au fost utilizate ca date de intrare pentru analiză termică;

Capitolul 5:

- Au fost investigate pierderi în miezurile magnetice la frecvențe din zona MHz.

6.2 Contribuții originale

Pe parcursul prezentei lucrări de doctorat au fost evidențiate o serie de contribuții originale, acestea fiind sintetizate în cele ce urmează:

[1] A fost creat un model virtual 3D al unui transformator planar care a fost simulat din punct de vedere electromagnetic. Modelul miezului magnetic respectă cotele unui produs disponibil din punct de vedere comercial (E32/6/20). Rezultatele obținute în urma simulărilor au contribuit la evaluarea pierderilor în structura magnetică având în vedere valorile de frecvență de oscilație cuprinse între 1 MHz și 1,5 MHz.

[1,2,3] A fost realizată o analiză termică comparativă, plecând de la dispersia căldurii atât în dispozitive radiante cât și miezul magnetic sau înfășurările unei componente magnetice. Analiza se subsumează investigații electromagnetice efectuate într-o lucrare publicată anterior, pentru valori din zona MHz. Pe baza pierderilor evidențiate în înfășurări, a fost estimată distribuția căldurii în structura PCB respectiv în miezul magnetic.

[4] Utilizând instrumente software de modelare și simulare a fost realizată o analiză comparativă asupra a două tipuri de transformatoare planare cu miezuri magnetice de formă diferită, fiind pusă în evidență distribuția curentului în înfășurări precum și sursele de pierderi în funcție de varianta constructivă aleasă (cu miez magnetic ER sau miez magnetic EI).

[5] Au fost dezvoltate două modele virtuale de transformatoare, unul planar și altul toroidal, iar în urma analizei electromagnetice (prin metoda FEA) au fost puse în evidență sursele de pierderi în cele două structuri propuse.

[6] Au fost aduse contribuții în sensul propunerii unui studiu comparativ referitor la efectele acumulării de energie în transformatorul planar, în acest sens fiind abordate două tipuri de dispunere a înfășurărilor în componenta magnetică. Această analiză a evidențiat impactul forței magnetomotoare asupra amplitudinii pierderilor în transformatoarele planare, fiind propusă o structură ale cărei pierderi prin fenomenul menționat sunt mai reduse.

[6,7] Analizarea modului în care două structuri de transformatoare propuse se comportă în regim tranzitoriu.

[8] Dezvoltarea unei platforme de testare pentru două modele experimentale de

transformatoare planare funcționând în apropierea frecvenței de 1MHz, fiind evidențiate următoarele:

- ✓ comportarea electromagnetică a celor două modele de transformatoare sub excitație sinusoidală (prin utilizarea de instrumente de simulare);
- ✓ influența formei de undă a semnalului de comandă (sinusoidal versus dreptunghiular), prin estimarea ciclurilor de histerezis utilizând instrumente de măsură;
- ✓ importanța modului de rutare a traseelor pentru un convertor cu frecvența de lucru apropiată de 1 MHz;
- ✓ confirmarea amplitudinii pierderilor celor două modele de transformatoare prin compararea rezultatelor obținute prin simulare respectiv experimental;
- ✓ distribuția efectului termic în cele două transformatoare dar și în structura convertorului în ansamblu.

6.3 Lista publicațiilor

[1] Constantin Ropoteanu, Paul Svasta and Iulian Bușu, „High – Frequency Power Loss Investigation of a Planar Ferrite Core Transformer”, 21st International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), pages 61 – 64, **IEEE**, 2015.

[2] Constantin Ropoteanu, Norocel – Dragoș Codreanu and Ciprian Ionescu, „Thermal Investigation of a Planar Core Power Transformer”, 39th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), pages 112 – 115, **IEEE**, 2016.

[3] Bădălan Drăghici Niculina, Ropoteanu Constantin and Marghescu Cristina, „Investigation of Heat Dissipation Limits for High Power LEDs”, 8th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), pages 1 – 4, **IEEE**, 2016.

[4] Constantin Ropoteanu, Paul Svasta and Ciprian Ionescu, „Electro – Thermal Simulation Study of Different Core Shape Planar Transformer”, 22nd International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), pages 209 – 212, **IEEE**, 2016.

[5] Constantin Ropoteanu, Paul Svasta and Ciprian Ionescu, „A Comparative Simulation Analysis of Toroid and Planar Magnetic Core Near MHz Region”, 23rd International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), Pages 259 – 262, **IEEE**, 2017.

[6] Constantin Ropoteanu, Paul Svasta and Ciprian Ionescu, „A Study of Losses in Planar Transformers with Different Layer Structure”, 23rd International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), pages 255 – 258, **IEEE**, 2017. **Lucrare premiată cu „Excellent Poster Award for Young Scientist”**.

[7] Constantin Ropoteanu, Paul Svasta and Ciprian Ionescu, „Planar Core Transformers Analysis for a Power Distribution Network Concept”, 24th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), pages 339 – 342, **IEEE**, 2018. **Lucrare premiată cu „Excellent Poster Award for Young Scientist”**.

[8] Constantin Ropoteanu and Paul Svasta, „Effects of Excitation Waveform on Developing Planar Core Transformers”, 25th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2019.

[9] Constantin Ropoteanu and Paul Svasta, „Influence of Core Temperature on the Efficiency of a Planar Transformer”, 43rd International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), **IEEE**, 2020.

6.4 Perspective de dezvoltare ulterioară

Analiza efectuată asupra transformatoarelor planare a conturat necesitatea unor completări atât pe direcția cercetării cât și în ceea ce privește rezultatele expuse în prezenta lucrare. Aceste completări sunt definite ca obiective pentru cercetări ulterioare, fiind prezentate în cele ce urmează:

1. Analiza mai detaliată a pierderilor din materialul magnetic de tip 3F4 pentru o structură funcționând la o frecvență apropiată de limita de 2 MHz.
2. Analizarea pierderilor la nivelul trecerilor între straturile care compun înfășurările transformatoarelor planare.
3. Investigarea pierderilor și a factorilor perturbatori într-un sistem cu alimentare distribuită, utilizând convertoare cu transformatoare planare cu miez în zona MHz.

Obiectivul major ce poate fi considerat finalul acestei cercetări este implementarea unei surse de alimentare cu densitate mare de putere și randament ridicat (peste 98%), luând în considerare o topologie rezonantă de convertor.

Anexe

A1. Domenii magnetice. Fenomenul de magnetizare

Forțele magnetice sunt generate de particule încărcate electric care se află în mișcare. Aceste forțe magnetice se pot suprapune peste alte forțe electrostatice predominante. În mod uzual, forțelor magnetice le este asociat conceptul de *câmp magnetic*.

Prin analogie cu influența câmpului electric asupra polilor electrici, se remarcă faptul că dipolii magnetici sunt influențați de câmpul magnetic.

Subiectul prezentei teze de doctorat a cuprins în principal studiul fenomenului pierderilor asociat materialelor magnetice de tip ferite. În structura unui astfel de material electronii se rotesc în jurul unor axe iar în virtutea acestei mișcări de rotație, sarcina lor electrostatică prezintă un moment magnetic.

În starea inițială, domeniile elementare sunt orientate pe direcția dată de nivelul redus de energie existent. Aplicarea unei energii din exterior determină alinierea momentelor pe direcția câmpului aplicat.

Deformarea mecanică a cristalelor de material creează neuniformitate accentuată ce se manifestă la nivel microscopic prin deformarea marginilor de separație între domenii. În acest context, magnetizarea se realizează neuniform în material (datorită creșterii anizotropiei), iar demagnetizarea cu ajutorul unui câmp extern devine mult mai dificilă din cauza scăderii permeabilității.

În Figura A1.2 este prezentat în mod simplificat fenomenul de magnetizare a unui cristal de material. Figura A1.2a indică forma unui cristal ideal ale cărui domenii sunt mărginite de muchii drepte, și care nu are aplicat un câmp magnetic. În cazul poziției *b*) a fost aplicat un câmp magnetic cu o intensitate H relativ scăzută ce orientează reversibil momentele magnetice. Influența câmpului magnetic este dată de grosimea pereților Bloch. Aceasta este situația în care este conturată porțiunea de

început a curbei de magnetizare.

Sub presiunea câmpului magnetic a cărei intensitate continuă să crească, domeniile magnetice Weiss se extind (trecând prin etapele c, d și e), ducând curba de magnetizare în pragul în care inducția prezintă o valoare maximă. În această etapă magnetizarea este ireversibilă iar menținerea câmpului va genera rotirea momentelor până la orientarea tuturor domeniilor și atingerea pragului de saturație (Figura A1.2f) [10].

În practică, fenomenul de magnetizare este puternic influențat de granulația materialului, dimensiunea domeniilor precum și de temperatură.

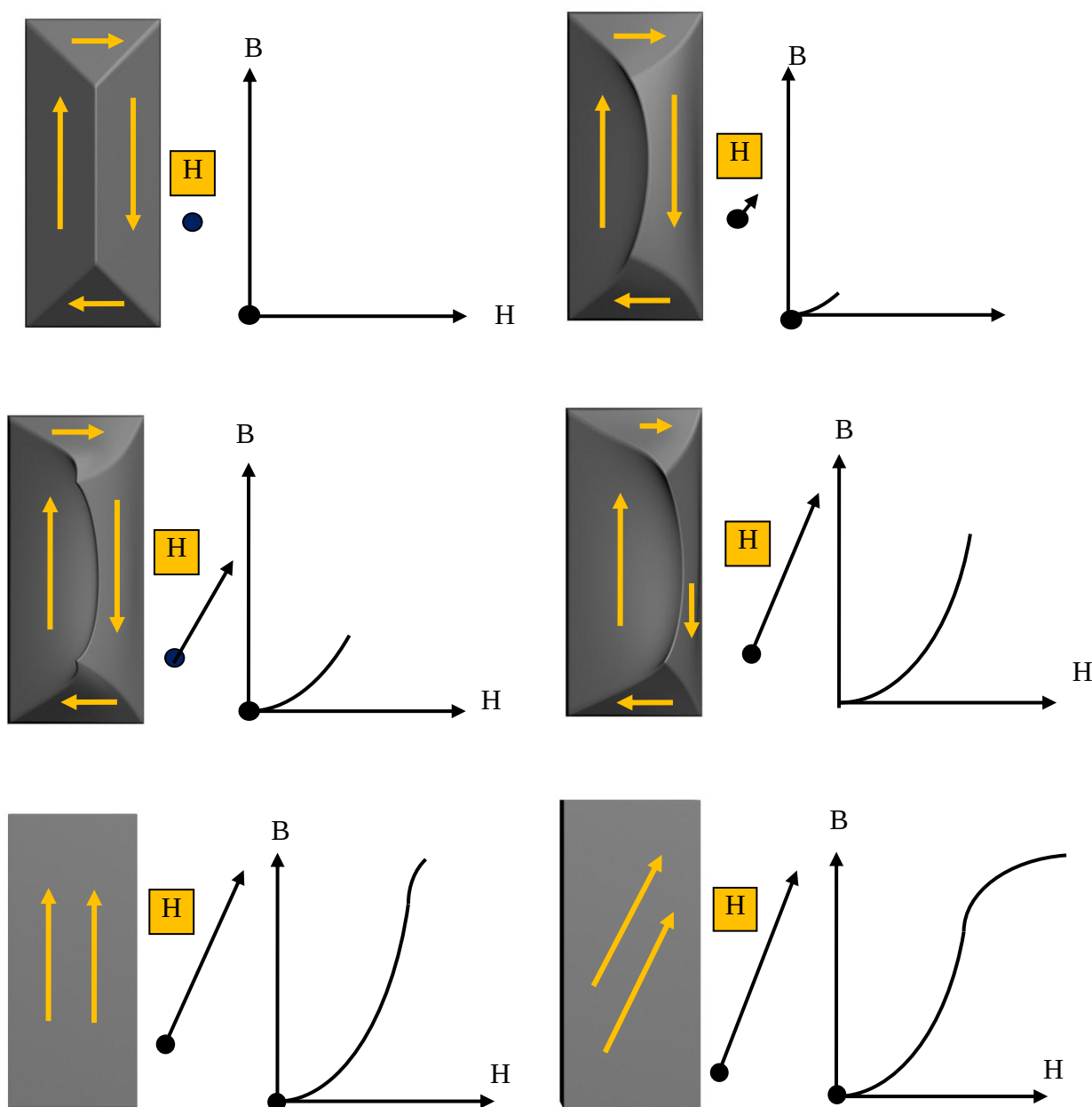
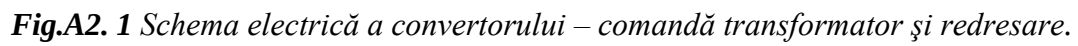


Fig.A1. 2 Ilustrarea simplificată a fenomenului de magnetizare a domeniilor magnetice.



Bibliografie selectivă

- [1] L. Dixon, "Magnetic Core Properties," *Reference Design Section, Texas Instruments*, 2001.
- [2] A. Gerfer, B. Rall, H. Zenker T. Brander, "Trilogy of Magnetics," *Wurth Electronic*, pp. 30-31, 4th Edition, 2010.
- [3] Ferroxcube, "Soft Ferrites Applications," p. 28, 2008.
- [4] Magnetics, "A Critical Comparison of Ferrites with Other Magnetic Materials," pp. 1-8, 2000.
- [5] Ferroxcube, "Soft Ferrites and Accesories," *Data Handbook*, pp. 530-531, 359-361, 2013.
- [6] Kaschke Components, "Data Handbook Ferrites ans Coilformers," *17th Edition*, p. 19, 2017.
- [7] Texas Instruments, "AN-2020 Thermal Design By Insight, Not Hindsight," *Application Note*, 2013.
- [8] O. C. Thomsen, M. A. E. Andersen Z. Ouyang, "Optimal design and tradeoff analysis of planar transformer in high-power dc–dc converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2800-2810, 2012.
- [9] E.C. Snelling, "Soft Ferrites Properties and Applications," *Second Edition*, pp. 354-357, 1988.
- [10] S.O. Kassap, "Principles of Material and Devices," pp. 685 - 735, 2006.