

Résumé :

Le marché des systèmes photovoltaïques a connu un taux de croissance très élevé ces dernières années. Cette croissance est due principalement aux systèmes photovoltaïques raccordés au réseau de distribution d'électricité. La disparité des niveaux de tension et des courants entre les sources (panneaux photovoltaïques) et le réseau de distribution d'électricité, nécessite bien évidemment des convertisseurs de puissance. Le travail présenté dans ce mémoire représente une contribution à l'intégration micro-électronique d'éléments passifs inductifs pour des applications de puissance. Sur la base d'études des besoins énergétiques actuels, nous avons essayé d'identifier les principaux verrous technologiques à l'intégration des bobines d'un micro-transformateur planaire. Ce micro-transformateur constitue l'élément principal d'un convertisseur Fly-back dédié pour l'énergie photovoltaïque. Pour pouvoir résoudre certains problèmes de dimensionnement tout en préservant le bon fonctionnement et la fiabilité du micro-transformateur, nous allons dans un premier temps concevoir des méthodes adéquates pour modéliser et dimensionner ce composant afin de réduire son volume. La réduction du volume d'un composant magnétique tel qu'un micro-transformateur, fait appel à l'étude des différents effets parasites, à savoir, les effets résistifs, les effets capacitifs et les effets inductifs. Le bon dimensionnement géométrique du micro-transformateur et le bon choix des matériaux le constituant jouent un rôle crucial dans l'atténuation des différents effets parasites. Ces effets doivent donc être bien cernés afin de garantir la fiabilité du convertisseur Fly-back dans lequel sera intégré le micro-transformateur. Le calcul des paramètres technologiques issus du modèle géométrique est indispensable pour valider le bon dimensionnement et le bon fonctionnement du micro-transformateur.

L'étude du comportement électromagnétique de notre micro-transformateur dimensionné est effectuée grâce au logiciel de simulation COMSOL multi-physique. Ce logiciel a permis de visualiser les distributions du champ et magnétique, la répartition du flux magnétique, ainsi que celle de la densité de courant le long du l'enroulement conducteur des bobines primaire et secondaire du micro-transformateur.

Mots-clés : Energie photovoltaïque - Micro-transformateur- Convertisseur Flyback intégré –Bobine planaire – Dimensionnement géométrique.

Summary :

The market for photovoltaic systems has experienced a very high growth rate in recent years. This growth is mainly due to photovoltaic systems connected to the electricity distribution network. The disparity in voltage levels and currents between sources (photovoltaic panels) and the electricity distribution network obviously requires power converters. The work presented in this thesis represents a contribution to the micro-electronic integration of passive inductive elements for power applications. On the basis of studies of current energy needs, we tried technological problems to the integration of the coils of a planar micro-transformer. This micro-transformer is the main element of a dedicated Fly-back converter for photovoltaic energy. In order to be able to solve certain sizing problems while preserving the correct operation and reliability, we will first design suitable methods to model and size this component in order to reduce its volume.

The reduction of the volume of a magnetic component such as a micro-transformer, calls for the study of various parasitic effects, the capacitive effects and the inductive effects. The correct geometrical dimensioning of the micro-transformer and the correct choice of the constituent materials play a crucial role in the attenuation of the various parasitic effects. These effects must, therefore, be clearly defined in order to guarantee the reliability of the Fly-back converter in which the micro-transformer will be integrated.

The calculation of the technological parameters from the geometric model is essential to validate the correct sizing and the correct operation of the micro-transformer.

The study of the electromagnetic behavior of our dimensioned micro-transformer is carried out using COMSOL multi-physics simulation software. This software made it possible to visualize the field and magnetic distributions, the distribution of the magnetic flux, as well as that of the current density along the conductive winding of the primary and secondary coils of the micro-transformer.

Keywords: Photovoltaic energy - Micro-transformer - Integrated Flyback converter - Planar inductor – Geometrical dimensioning.

ملخص

شهد سوق الأنظمة الكهروضوئية معدل نمو مرتفعاً للغاية في السنوات الأخيرة. ويعزى هذا النمو بشكل أساسي إلى الأنظمة الكهروضوئية المتصلة بشبكة توزيع الكهرباء. من الواضح إن التباين في مستويات الجهد والتيارات بين المصادر (الألواح الكهروضوئية) وشبكة توزيع الكهرباء يتطلب محولات طاقة.

يمثل العمل المقدم في هذه الأطروحة مساهمة في التكامل الإلكتروني الجزئي للعناصر الحثية السلبية لتطبيقات الطاقة. على أساس دراسات احتياجات الطاقة الحالية جربنا العنقبات التكنولوجية لتكامل ملفات المحول الصغير المستوي. هذا المحول الصغير هو العنصر الرئيسي لمحول Fly-bkac المخصص للطاقة الكهروضوئية. لكي نتمكن من حل بعض مشكلات الحجم مع الحفاظ على التشغيل الصحيح والموثوقية للمحول الصغير سنقوم أولاً بتصميم طرق مناسبة لنمذجة هذا المكون وحجمه. إن تقليل الحجم لتحديد مبدأ المكون المغناطيسي مثل المحولات الدقيقة، يستدعي دراسة التأثيرات الطفيلية المختلفة وهي التأثيرات المقاومة والتأثيرات الاستقرائية. يلعب الأبعاد الهندسية الصحيحة للمحول الصغير والاختيار الصحيح للمواد المكونة دوراً مهماً في تخفيف التأثيرات الطفيلية المختلفة.

لذلك يجب تحديد هذه التأثيرات بوضوح من أجل ضمان موثوقية محول Fly-ackb الذي سيتم فيه دمج المحول الصغير. يعد حساب المعلمات التكنولوجية من النموذج الهندسي أمراً ضرورياً للتحقق من صحة الحجم الصحيح للمحول الصغير. يتم إجراء دراسة السلوك الكهرومغناطيسي لمحولنا الصغير ذي الأبعاد بفضل برنامج محاكاة الفيزياء COMSOL المتعددة. أتاح هذا البرنامج تصور المجال والتوزيعات المغناطيسية، وتوزيع التدفق المغناطيسي وكذلك كثافة التيار على طول الملفات الأولية والثانوية للمحول الصغير.

الكلمات المفتاحية: المحولات الدقيقة للطاقة الكهروضوئية - الملف المستوي - التحجيم.

الكلمات المفتاحية: الطاقة الكهروضوئية - المحولات الدقيقة - المحول المتكامل Flyback - الحث المستوي - الأبعاد الهندسية.

Faculté des Sciences Exactes et d'Informatique
Département de Physique.
Filière : Physique.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES
Pour l'Obtention du Diplôme de Master en Physique.
Option : **Physique des matériaux.**

Présenté par :

Bachir Yamina

THEME :

**Modélisation et dimensionnement d'un convertisseur
Fly back dédié aux systèmes photovoltaïques.**

Soutenu : **Juin 2021**

Devant le jury composé de :

SENOUCI Khaled	Professeur	Université de Mostaganem	Président
ADDA BENATTIA Tekkouk	MCB	Université de Mostaganem	Examineur
MELATI Rabia	MCA	Université de Mostaganem	Encadreur
BENZIDANE Md Ridha	Doctorant	Université de Mostaganem	Co-encadreur

Année Universitaire 2020-2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿ وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ ﴾

[هود: 88]



Dédicaces

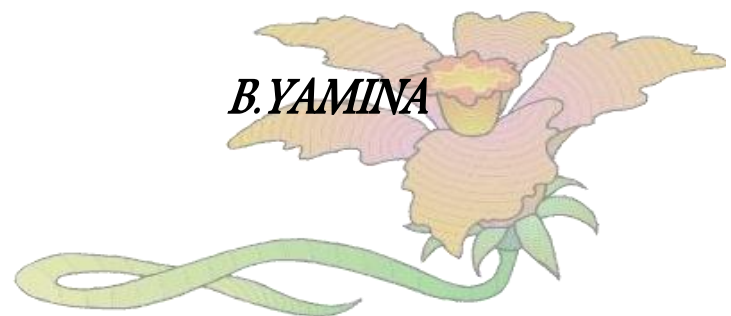
*Merci Allah de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la
force et la patience d'aller jusqu'au bout du rêve*

Je dédie ce travail à ma mère et à mon père

Que Dieu les garde.

A toute ma famille

Ainsi qu'à mes camarades de la promotion 2021,



B. YAMINA



REMERCIEMENTS

En premier lieu je remercie Dieu le tout puissant auquel je témoigne ma gratitude car il m'a donné le courage et la patience pour mener à bien ce Travail jusqu'à la fin.

*Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude à mon encadreur, **Madame Rabia MELATI** pour m'avoir soutenu durant cette période, pour son aide, ses conseils, qui ont été pour moi un grand apport. J'aimerais lui adresser mes plus vifs remerciements pour toute sa sympathie et sa disponibilité.*

*Je remercie énormément mon co-encadreur **Mohammed Ridha BENZIDANE** Doctorant à la Faculté des Sciences Techniques, Département de Génie Electrique pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée*

Je remercie tout particulièrement les membres du jury, qui ont accepté de juger mon travail.

*J'exprime mes sincères remerciements pour Monsieur **Khaled SENOUCI** Professeur au Département de Physique de la Faculté des Sciences Exactes et Informatique, pour l'honneur qu'il me fait de présider le Jury de ma soutenance.*

*J'exprime également mes remerciements à Monsieur **Tekkouk ADDA BENATTIA** Maître de Conférences au Département de Physique de la Faculté des Sciences Exactes et Informatique, pour avoir bien voulu examiner ce mémoire.*

*Je tiens à exprimer ma gratitude à tous mes **Enseignants** du département de physique.*

Nos remerciements vont également à toutes les personnes qui nous ont aidé à réaliser ce travail.

B. YAMINA

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : Généralités sur l'énergie photovoltaïque		
Figure I.1	<i>Image de cellules photovoltaïques</i>	6
Figure I.2	<i>Semi-conducteur de type N</i>	6
Figure I.3	<i>Semi-conducteur de type P</i>	7
Figure I.4	<i>Schéma du fonctionnement d'une jonction p-n</i>	7
Figure I.5	<i>Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque</i>	8
Figure I.6	<i>Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque</i>	8
Figure I.7	<i>Courbe caractéristique $I=f(V)$ d'une cellule PV</i>	11
Figure I.8	<i>La topologie « Hacheur rangée »</i>	12
Figure I.9	<i>La topologie du hacheur modulaire parallèle</i>	13
Figure I.10	<i>La topologie du hacheur modulaire série</i>	13
CHAPITRE II : Bobine intégrées et transformateurs planaires		
Figure II.1	<i>Lignes de champ magnétique dans une bobine</i>	17
Figure II.2	<i>Manifestation de l'effet de peau dans un conducteur</i>	19
Figure II.3	<i>Micro-bobine solénoïdale</i>	19
Figure II.4	<i>Bobine méandre intégrée avec deux niveaux de matériau magnétique</i>	19
Figure II.5	<i>Photographie d'une inductance spirale planaire</i>	20
Figure II.6	<i>Les paramètres géométriques des inductances spirales</i>	21
Figure II.7	<i>Schéma d'un transformateur idéal</i>	23
Figure II.8	<i>Schéma d'un transformateur réel</i>	24
Figure II.9	<i>Concept d'un composant planaire</i>	24

Figure II.10	<i>Les différentes structures des transformateurs planaires spirales (a)concentrique(b) entrelacée et (c) empilée</i>	25
Figure II.11	<i>(a) micrographie d'un micro transformateur à section 3D (b) Géométrie du micro transformateur</i>	25
CHAPITRE III : Dimensionnement géométrique du micro-transformateur		
Figure III.1	<i>Schéma de principe du convertisseur</i>	30
Figure III.2	<i>le schéma équivalent du circuit à l'état ON (passant)</i>	31
Figure III.3	<i>Le schéma équivalent du circuit à l'état OF(Bloqué)</i>	31
Figure III.4	<i>Différents paramètres géométriques d'un transformateur planaire</i>	36
CHAPITRE IV : Comportement électrique et magnétique du micro-transformateur		
Figure VI.1	<i>Les différents champs électromagnétiques créés dans une bobine planaire spirale</i>	44
Figure VI.2	<i>Circuit électrique équivalent en «π» d'une bobine planaire spirale</i>	45
Figure VI.3	<i>Circuit électrique d'une inductance planaire ferromagnétique</i>	46
Figure VI.4	<i>Empilement des différentes couches du micro-transformateur</i>	46
Figure VI.5	<i>Circuit électrique du micro-transformateur planaire</i>	47
Figure IV.6	<i>Circuit électrique du Flyback contenant un transformateur idéal</i>	50
Figure IV.7	<i>La tension de sortie du Flyback contenant un transformateur idéal.</i>	50
Figure IV.8	<i>Ondulation de la tension de sortie du Flyback contenant Transformateur idéal</i>	50
Figure IV.9	<i>Courant de sortie du Fly back contenant un transformateur idéal</i>	51
Figure IV.10	<i>Circuit électrique du Flyback contenant le mico-transformateur planaire</i>	51
Figure IV.11	<i>Tensions d'entrée et sortie du flyback contenant le micro-transformateur planaire</i>	52

Figure IV.12	<i>Ondulation de la tension de sortie du Fly back contenant le micro-transformateur planaire</i>	52
Figure IV.13	<i>Courant de sortie du Fly back contenant le transformateur planaire.</i>	52
Figure IV.14	<i>Modèle physique et conditions initiales : entrée et sortie des courants.</i>	53
Figure IV.15	<i>Distribution des lignes de champ magnétique</i>	54
Figure IV.16	<i>Répartition du flux magnétique dans les bobines primaire et secondaire</i>	55
Figure IV.17	<i>Répartition de la densité de courant</i>	56
Figure IV.18	<i>Courbe de la densité du courant dans la bobine primaire</i>	56
Figure IV.19	<i>Courbe de la densité du courant dans la bobine secondaire</i>	57

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE II : BOBINE INTEGREES ET TRANSFORMATEURS PLANAIRES		
Tableau II.1	<i>Valeurs des coefficients K_1 et K_2 utilisés par Wheeler</i>	22
Tableau II.2	<i>Valeurs des coefficients utilisés par Monomial</i>	22
CHAPITRE III : DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE DE LA BOBINE		
Tableau III.1	<i>Valeurs des grandeurs nécessaires pour le fonctionnement du convertisseur Flyback</i>	35
Tableau III.2	<i>Résultat du dimensionnement géométrique du transformateur</i>	40
CHAPITRE IV : COMPORTEMENT ELECTRIQUE ET MAGNETIQUE DU MICRO-TRANSFORMATEUR		
Tableau VI.1	<i>Permittivités électriques des matériaux</i>	47
Tableau VI.2	<i>Résistivités électrique des matériaux</i>	47
Figure VI.3	<i>Epaisseurs des différentes couches</i>	47
Figure VI.4	<i>Valeurs des paramètres technologiques du transformateur planaire</i>	48

TABLES DES MATIERES

<i>Dédicace</i>	I
<i>Remerciements</i>	II
<i>Tables des matières</i>	III
<i>Liste des figures</i>	IV
<i>Liste des tableaux</i>	VI
<i>Introduction générale</i>	1
<i>CHAPITRE I : GENERALITES SUR L'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE</i>	
I.1. Introduction.....	5
I.2. LA CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE.....	6
I.2.1. Le dopage des semi-conducteurs.....	6
I.2.1.1 Dopage N.....	6
I.2.1.2 Dopage P.....	7
I.2.2. Jonction P-N et cellule photovoltaïque.....	7
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE CELLULEPHOTOVOLTAÏQUE.....	8
I.3.1.Schéma électrique équivalent d'une cellule PV	8
I.4. LES CARACTERISTIQUES D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE(PV).....	10
I.4.1. Courant de court-circuit (I_{cc})	10
I.4.2. La tension de circuit ouvert (V_{co})	10
I.4.3. Puissance électrique maximale.....	10
I.4.4. La courbe courant-tension.....	11
<i>I.5. EQUIPEMENTS POUR PANNEAUX SOLAIRES</i>	11
I.5.1. Les différents rangements des convertisseurs DC/DC dans un système PV.....	12
I.5.1.1.Le hacheur « rangé »	12
I.5.1.2. Le hacheur modulaire parallèle.....	12
I.5.2.3. Le hacheur modulaire série.....	13
<i>I.6. Conclusion</i>	13
<i>I.7.REFENENCES</i>	14
	14

Chapitre II. BOBINES INTEGREES ET TRANSFORMATEURS PLANAIRES

<i>II.1.INTRODUCTION</i>	16
<i>II.2. LA BOBINE</i>	17
II.2.1 La bobine	17
II.2.2 Les effets de la bobine	17
II.2.2.1 L'effet inductif.....	17
II.2.2.1.1. Inductance propre.....	17
II.2.2.1.2. Inductance mutuelle	18
II.2.2.2 L'effet capacitif	18
II.2.2.3 L'effet résistif	18
II.2.2.4 L'effet de peau	18
<i>II.3. LES BOBINES INTEGREES</i>	19
II.3.1. Présentation	19
II.3.2. Bobines spirales planaires.....	20
II.3.2.1. Les paramètres géométriques des bobines spirales planaires.....	20
<i>II.4.METHODES MATHEMATIQUES POUR LE CALCUL DE L'INDUCTANCE</i>	21
II.4.1. Méthode de Wheeler	21
II.4.2. Méthode de Monomial	22
II.4.3. Méthode de Bryan	22
<i>II.5. GENERALITE SUR LES TRANSFORMATEURS</i>	23
II.5.1. Définition d'un transformateur.....	23
II.5.2. Principe de fonctionnement d'un transformateur	23
II.5.2.1. Transformateur idéal	23
II.5.2.2. Transformateur réel	24
<i>II.6 TRANSFORMATEUR PLANAIRE</i>	24
II.6.1. La technologie planaire.....	24
<i>II.7. MATERIAUX CONSTITUANT UN TRANSFORMATEUR PLANAIRE</i>	25
II.7.1. Matériaux conducteurs	25
II.7.2. Matériaux magnétiques	26
II.7.3. Matériaux isolants.....	26
<i>II.8. CONCLUSION</i>	26
<i>II.9. REFERENCES</i>	27

CHAPITRE III : DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE DU MICRO-TRANSFORMATEUR

<i>III.1. INTRODUCTION</i>	29
<i>III.2. PRESENTATION DU CONVERTISSEUR FLYBACK</i>	30
III.2.1. Principe de fonctionnement d'un convertisseur Flyback	30
III.2.1.1. Phase 1 ($0 < t < \alpha T$) (état passant)	30
III.2.1.2. Phase 2 ($\alpha T < t < T$) (état bloqué)	31
<i>III.3. CALCUL DES VALEURS DES PARAMETRES DU FLYBACK</i>	33
III.3.1. Cahier des charges du Flyback.....	33
III.3.2. Calcul des paramètres électriques du convertisseur Fly-back	33
<i>III.3.3. Calcul de la résistance de charge R_c</i>	34
<i>III.3.4. Calcul de la valeur de la capacité du Flyback</i>	35
<i>III.4. DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE DU TRANSFORMATEUR PLANAIRE</i>	35
III.4.1. Paramètres géométriques du transformateur planaire.....	35
III.4.2. Dimensionnement du noyau magnétique.....	36
III.4.2.1. Calcul de l'énergie moyenne emmagasinée par la bobine primaire.....	36
III.4.2.2. Calcul des diamètres interne et externe d_{int} et externe d_{ext}	37
III.4.2.3. Calcul de l'épaisseur t et la largeur w du conducteur	38
III.4.2.4. Calcul des distances inter-spires s	39
III.4.2.5. Calcul des longueurs moyennes des enroulements.....	39
III.4.3. Résultats et interprétations.....	39
<i>III.5. CONCLUSION</i>	40
<i>III.6. REFERENCES</i>	40

CHAPITRE IV. COMPORTEMENT ELECTROMAGNETIQUE DU MICRO-TRANSFORMATEUR

<i>IV.1. INTRODUCTION</i>	43
IV.2. CIRCUIT ELECTRIQUE D'UNE BOBINE SPIRALE PLANAIRE	44
IV.2.1. Les différents effets électromagnétiques	44
IV.2.2. Circuit électrique sans noyau magnétique.....	44
IV.2.3. Circuit électrique avec noyau magnétique.....	45
<i>IV.3. CIRCUIT ELECTRIQUE DU MICRO-TRANSFORMATEUR PLANAIRE</i>	46

IV.3.1. Conception du micro-transformateur planaire.....	46
IV.3.2. Circuit électrique du micro-transformateur planaire.....	46
IV.3.3. Calcul des paramètres technologiques du micro-transformateur planaire.....	47
IV.3.4. Résultats et interprétations	49
<i>IV.4. FORMES D'ONDES DES COURANTS ET TENSIONS.....</i>	49
IV.4.1. Convertisseur Flyback avec un transformateur idéal.....	49
IV.4.1.1. Simulation de la tension et courant de sortie	50
IV.4.2. Convertisseur Flyback contenant le micro-transformateur planaire.....	51
IV.4.2.1. Simulation de la tension et courant de sortie du Flyback.....	52
<i>IV.5. SIMULATION DES PHENOMENES ELECTROMAGNETIQUES.....</i>	53
IV.5.1. Modèle physique du transformateur planaire et conditions initiales.....	53
IV.5.1.1. Modèle physique.....	53
IV.5.1.2. Conditions initiales.....	53
<i>IV.6. RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION.....</i>	54
IV.6.1. Distribution du champ magnétique.....	54
IV.6.2. Répartition du flux magnétique.....	54
IV.6.3. Répartition de la densité de courant électrique dans les conducteurs..	55
<i>IV.7. CONCLUSION.....</i>	57
IV.8. REFERENCES.....	58
CONCLUSION GENERALE	60

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières décennies, la consommation énergétique est en croissance dans toutes les régions du monde, suite à l'avancement considérable de la technologie et de l'industrie. Ceci a eu comme conséquence néfaste, un bouleversement climatique et des catastrophes naturelles notables. La solution est de recourir aux énergies renouvelables qui offrent la possibilité de produire de l'électricité satisfaisante aux exigences écologiques, comme l'énergie photovoltaïque, mais malheureusement cette issue rencontre des contraintes économiques, coût élevé et un faible rendement.

L'étude que nous présentons dans ce mémoire de Master concerne la miniaturisation d'un élément principal des équipements des systèmes photovoltaïques, c'est le hacheur. La miniaturisation d'un hacheur passe nécessairement par la miniaturisation de ses composants passifs, à savoir les bobines et condensateurs.

Le type de hacheur concerné par cette étude est un convertisseur Flyback, et le composant passif que nous souhaitons miniaturiser est le transformateur. Nous avons choisi un transformateur planaire composé de deux bobines spirales planaires. Les bobines sont des éléments clé dans le domaine de l'électronique de puissance et l'amélioration de leurs caractéristiques constituera un facteur majeur pour l'avancement dans ce domaine. Aujourd'hui la miniaturisation des convertisseurs DC/DC est devenue un sujet de recherche d'actualité, qu'ils soient dédiés pour les petites ou grandes puissances.

Le transformateur concerné par la miniaturisation est de type spiral planaire composé par différents matériaux, à savoir : un matériau conducteur, un matériau isolant, un matériau ferromagnétique et un matériau semi-conducteur. Ces matériaux sont conçus sous forme de

couches empilées les unes sur les autres. L'empilement des couches génère plusieurs effets parasites qu'il faut bien cerner.

Ce mémoire comprend quatre chapitres, dans le premier chapitre, nous présentons une description générale des systèmes photovoltaïques. Nous rappelons la structure de base d'une cellule photovoltaïque, son principe de fonctionnement, ainsi que ses caractéristiques électriques. Les différents rangements des hacheurs dans les systèmes photovoltaïques seront également présentés dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre est composé de deux parties. La première partie est consacrée à la bobine. Nous présenterons la bobine et les différents effets électromagnétiques qui lui sont associés. Nous allons également présenter les bobines intégrées et leurs différentes structures d'intégration, ainsi que les différentes méthodes mathématiques pour le calcul de la valeur de l'inductance et des paramètres géométriques d'une bobine spirale planaire.

Dans la deuxième partie du deuxième chapitre nous allons présenter le principe de fonctionnement d'un transformateur classique, ainsi que les transformateurs planaires et les matériaux qui rentrent dans leur fabrication.

Dans le troisième chapitre, nous étudierons le principe de fonctionnement d'un convertisseur Flyback et à partir du cahier des charges du Flyback nous calculerons ses différentes grandeurs électriques. Le dimensionnement géométrique du transformateur planaire qui est l'élément principal du convertisseur Flyback va toucher le dimensionnement du noyau magnétique ainsi que le dimensionnement des paramètres géométriques des bobines primaire et secondaire dont la géométrie spirale carrée.

Le chapitre quatre, concerne la validation des résultats du dimensionnement géométrique du micro-transformateur. Pour cela, nous allons dans un premier temps, définir le circuit électrique du micro-transformateur, ensuite, calculer les valeurs de ses paramètres technologiques. Pour valider son bon fonctionnement, nous allons l'intégrer dans notre convertisseur Flyback, ensuite simuler les formes d'ondes des courant et tension de sortie du Flyback à l'aide du logiciel PSIM. Dans ce chapitre, nous allons également valider le comportement électromagnétique du micro-transformateur à l'aide du logiciel COMSOL. Pour cela, nous allons simuler la distribution des lignes de champ magnétique, la répartition du flux magnétique, ainsi que la répartition de la densité de courant.

Finalement, nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale qui résume notre étude dans sa partie théorique et sa partie simulation.

CHAPITRE I:

Généralités sur l'énergie photovoltaïque

Généralités sur l'énergie photovoltaïque

I.1. INTRODUCTION

Dans les zones isolées telles que les zones désertiques et montagneuses, le raccordement au réseau électrique est très difficile et coûteux, et parfois même impossible. Aujourd'hui, les énergies renouvelables en particulier l'énergie photovoltaïque (PV) devient l'alternative à l'énergie fossile dans ces zones isolées.

L'énergie photovoltaïque est obtenue directement à partir du soleil, par le biais des panneaux photovoltaïques constitués de plusieurs cellules photovoltaïques. La cellule PV a la capacité de convertir des photons en électrons. L'énergie est donc sous forme de courant continu qui peut être directement utilisée.

Dans ce chapitre nous présentons des généralités sur les cellules et les systèmes photovoltaïques, Nous rappelons la structure de base d'une cellule photovoltaïque, son principe de fonctionnement, ses caractéristiques électriques. Les différents rangements des hacheurs dans un système photovoltaïque sont également présentés dans ce chapitre et nous terminons par une conclusion.

I.2. LA CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE

La cellule photovoltaïque constitue l'élément de base du générateur photovoltaïque, c'est un dispositif optoélectronique de conversion de l'énergie solaire en énergie électrique. Elle est réalisée à partir de matériaux semi-conducteur dopé, généralement le silicium.



Figure I .1 : Images de cellules photovoltaïques [1]

I.2.1.Le dopage des semi-conducteurs

Le dopage est réalisé par l'introduction d'impuretés dans le cristal d'un semi-conducteur dans le but d'augmenter le nombre de porteurs libres. Cette insertion est réalisée par diffusion ou par transmutation. Il existe deux types de dopage : Dopage de type N, et dopage de type P.

I.2.1.1. Dopage de type N

Pour obtenir un dopage de type N, on insère des atomes de type donneur d'électrons afin d'obtenir une plus forte densité d'électrons libres, qui sont négativement chargés .le dopage N consiste à ajouter un atome de phosphore au sein de la structure cristalline. Le phosphore disposant de 5 électrons sur sa couche électronique externe va s'associer avec 4 atomes de silicium, laissant ainsi un électron libre. Cet ajout a pour effet de donner à la structure cristalline une charge globale négative

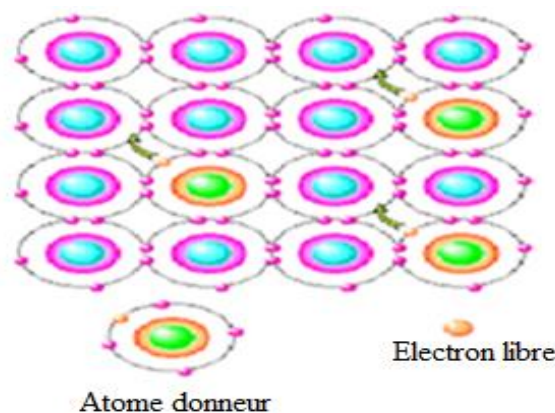


Figure I.2: Semi-conducteur de type N [2]

I.2.1.2. Dopage de type P

Ce type de dopage consiste à insérer des atomes de type accepteur d'électrons afin d'obtenir une plus faible densité d'électrons libres, donc un excès de trous, considérés comme positivement chargés. Le dopage de type P consiste à ajouter un atome de bore au sein de la structure cristalline du silicium. Le bore disposant de 3 électrons sur sa couche électronique externe va s'associer avec 4 atomes de silicium, laissant ainsi un trou : Cet ajout a pour effet de donner à la structure cristalline une charge globale positive.

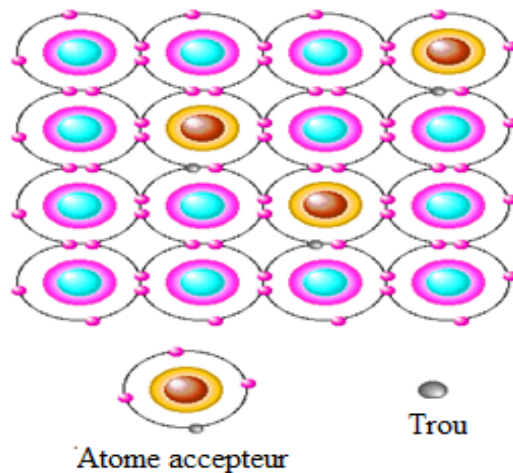


Figure I.3: Semi-conducteur de type P.[2]

I.2.2. Jonction P-N et cellule photovoltaïque

Chaque cellule photovoltaïque est composée d'une jonction appelée P-N. La couche supérieure de la cellule est un semi-conducteur de type N et la couche inférieure est un semi-conducteur de type P. Avant de fabriquer ces jonctions, on effectue un traitement de surface afin de déposer un semi-conducteur de type N sur la surface externe d'un matériau de type P.

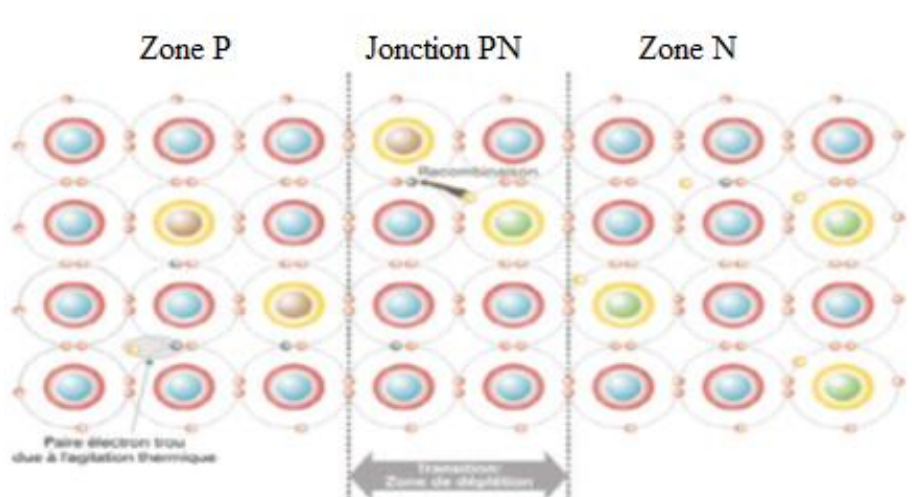


Figure I.4 : Schéma de fonctionnement d'une jonction p-n [2]

I.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE

Une cellule photovoltaïque, comme nous l'avons cité précédemment, est une jonction PN généralement réalisée à base de silicium. Son principe de fonctionnement peut être résumé en ces trois étapes :

- Absorption des photons et génération des paires électron-trou.
- Séparation des porteurs de charges par une jonction p-n (par le champ électrique).
- Collecte des électrons dans un circuit externe.

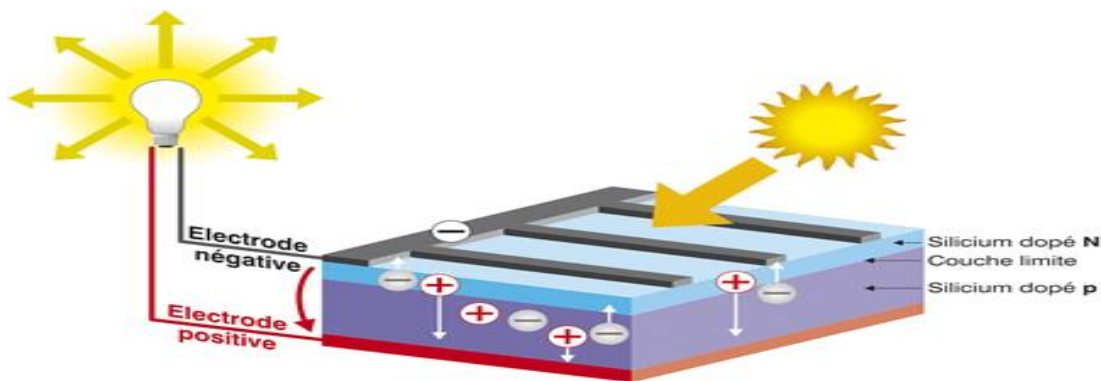


Figure I.5 : Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque [3]

I.3.1. Schéma électrique équivalent d'une cellule PV

Le modèle électrique d'une cellule photovoltaïque idéale ne prend pas en compte tous les phénomènes présents lors de la conversion d'énergie lumineuse. Par contre, dans le cas réel, on prend en considération la perte de tension en sortie ainsi que des courants de fuite.

Dans la figure I.6 représentant le schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque réelle, le générateur représente la cellule photovoltaïque dont le comportement est proportionnel à une source de courant shuntée en utilisant une diode pour observer les phénomènes physiques sur le plan de cette dernière. La perte de tension est modélisée par une résistance R_s et les courants de fuite sont modélisés par une résistance en parallèle R_{sh} [2].

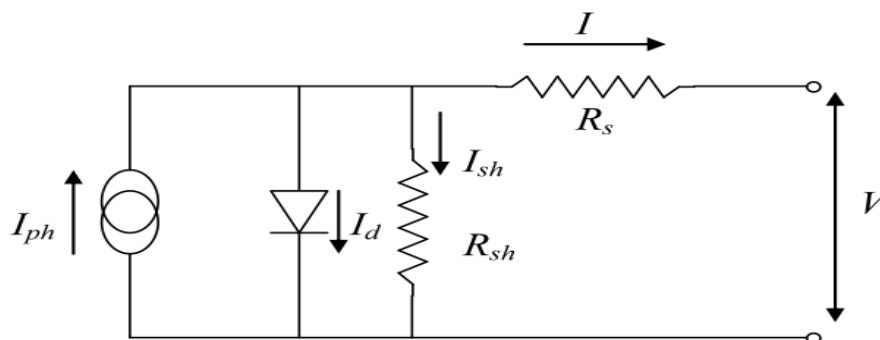


Figure I.6 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque [4] ,[5]

- La résistance série R_s est la résistance interne de la cellule; elle dépend de la résistivité du semi-conducteur utilisé, de la résistance de contact des grilles collectrices et de la résistivité de ces grilles.
- La résistance shunt R_{sh} dépend principalement du courant de fuite de la jonction.

En utilisant la loi des nœuds donnée par la relation (I.1), on peut calculer le courant I généré par la cellule PV.

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (I.1)$$

Le courant de jonction I_d est exprimé par la relation (I.2) :

$$I_d = I_0 \left(\exp \left(\frac{V + IR_s}{\alpha V_t} \right) - 1 \right) \quad (I.2)$$

$$V_t = \frac{KT}{e} \quad (I.3)$$

En remplaçant V_t dans l'équation (I.2), on peut écrire l'équation (I.4).

$$I_d = I_0 \left(\exp \left(\frac{e(V + IR_s)}{\alpha KT} \right) - 1 \right) \quad (I.4)$$

En appliquant la loi des mailles, le courant dans la résistance R_{sh} s'écrit selon la relation (.5)

$$I_{sh} = \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (I.5)$$

Si on remplace I_d et I_{sh} dans l'équation (I.1) on obtient la relation (I.6).

$$I = I_{ph} - I_0 \left(\exp \left(\frac{e(V + IR_s)}{\alpha KT} \right) - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (I.6)$$

$I[A]$: Le courant fourni par la cellule.

$$I_{ph} = I_{cc} \cdot \left(\frac{G}{1000} \right) : \text{Le photo-courant dépendant de l'éclairement (G)}.$$

$V_t[V]$: Le potentiel thermodynamique.

$I_0[A]$: Le courant de saturation de la diode.

$V[A]$: La tension aux bornes de la cellule.

$K[J.K^{-1}]$: Constante de Boltzmann ($1,38.10^{-23}$ joule / Kelvin).

I.4. LES CARACTERISTIQUES D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE

Les paramètres électriques des cellules photovoltaïques qui sont : le courant de court-circuit I_{cc} , la tension à vide V_{co} et la puissance maximale permettent de comparer différentes cellules éclairées dans des conditions identiques. Ces paramètres sont représentés dans la courbe courant-tension de la figure I.7 [6].

I.4.1. Courant de court-circuit (I_{cc})

Si les deux électrodes sont en court-circuit à travers un ampèremètre, les électrons drainés par un champ interne de la jonction vont donner naissance à un courant de court-circuit I_{cc} qui correspond au photo-courant I_{ph} généré par le rayonnement.

I.4.2. La tension de circuit ouvert (V_{co})

Si la cellule est laissée en circuit ouvert, les porteurs générés par le rayonnement et séparés par le champ interne vont s'accumuler de part et d'autre de la jonction, induisant une auto polarisation de la jonction dans le sens passant. Cette auto polarisation induit un courant de diode dans le sens direct égal et opposé au photo-courant. La tension alors mesurée aux bornes des électrodes est appelée tension de circuit ouvert V_{co} . C'est la tension qu'il faudra appliquer à la diode dans le sens passant pour générer un courant égal au photo-courant, [6] V_{co} est donnée par la relation (I.7) :

$$V_{co} = \frac{KT}{q} \log \left(\frac{I_{cc}}{I_0} + 1 \right) \quad (I.7)$$

I.4.3. Puissance électrique maximale

Dans des conditions ambiantes de fonctionnement fixes (éclairage, température, vitesse de circulation de l'air ambiant, etc..), la puissance électrique P disponible aux bornes d'une cellule photovoltaïque est égale au produit du courant continu fourni I par une tension continue V (relation (I.8):

$$P = V.I \quad (I.8)$$

P : Puissance mesurée aux bornes de la cellule PV.

V : Tension mesurée aux bornes de la cellule PV.

I : Intensité mesurée aux bornes de la cellule PV

La puissance maximale d'une cellule photovoltaïque éclairée est la grandeur essentielle qui évalue sa performance; elle est donnée par la relation (I.9) :

$$P_m = V_m I_m \quad (I.9)$$

I.4.4. La courbe courant-tension

La courbe caractéristique d'une cellule PV représente la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension à ses bornes.

Sous un éclairage donné, chaque cellule photovoltaïque est caractérisée par sa courbe courant-tension $I(V)$. Cette courbe est définie par trois grandeurs physiques qui sont :

Sa tension à vide V_{co} , son courant court-circuit I_{cc} et son point de puissance maximal MPP: Le MPP (*Maximum Power Point*) est obtenu pour une tension et un courant optimaux : V_{opt} , I_{opt} (parfois appelés aussi V_{mpp} , I_{mpp}). Il est défini pour une valeur particulière de la charge qui maximise la puissance.

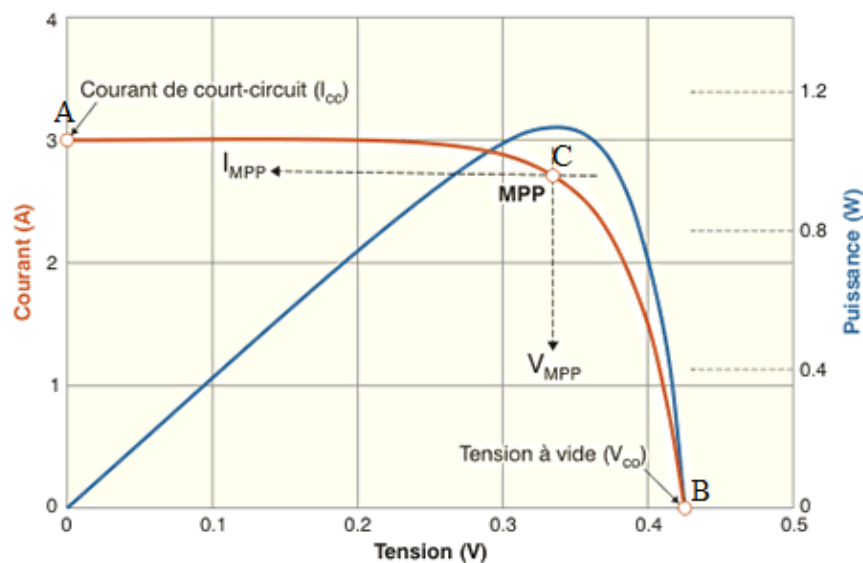


Figure I.7: Courbe caractéristique $I=f(V)$ d'une cellule PV[6]

La caractéristique courant-tension montre trois points importants :

- Point (A) : courant maximum que peut fournir la cellule solaire à la tension zéro (courant de court-circuit).
- Point (B) : la tension maximale de la cellule solaire sans charge (conditions circuit ouvert).
- Point (C) : la puissance maximale que peut délivrer la cellule solaire.

I.5. EQUIPEMENTS POUR PANNEAUX SOLAIRES

Les équipements pour panneaux solaires regroupent les pièces détachées disponibles pour équiper des panneaux photovoltaïques tels que connecteurs photovoltaïques, châssis de panneaux solaires, fixateurs et bien d'autres et rassemblent aussi différents appareils électriques fonctionnant avec les panneaux PV tels que les onduleurs, les régulateurs, les hacheurs ... etc.

Dans ce travail, notre intérêt porte uniquement sur les hacheurs ou convertisseurs DC/DC.

I.5.1. Les différents rangements des convertisseurs DC/DC dans un système PV

Les hacheurs ou convertisseurs DC/DC sont les éléments de base dans un système PV qui jouent le rôle d'interface entre le panneau photovoltaïque et le réseau de distribution. Les hacheurs peuvent être rangés sous différentes façons dans les systèmes PV, telles que : la topologie « hacheur modulaire série » ou les hacheurs sont rangés en série, la topologie « hacheur modulaire parallèle », dans ce cas, les hacheurs sont rangés en parallèles, ou bien la topologie hacheur « rangée ».

I.5.1.1. Le hacheur « rangé »

L'utilisation de plusieurs étages de conversion peut améliorer le rendement de conversion et la fiabilité du système, en dissociant les fonctionnalités de l'onduleur selon [8]. Dans la topologie du hacheur « rangée », chaque hacheur est raccordé à une chaîne de modules PV. Cette topologie est aussi appelée « convertisseur multi-string » (figure 1-8).

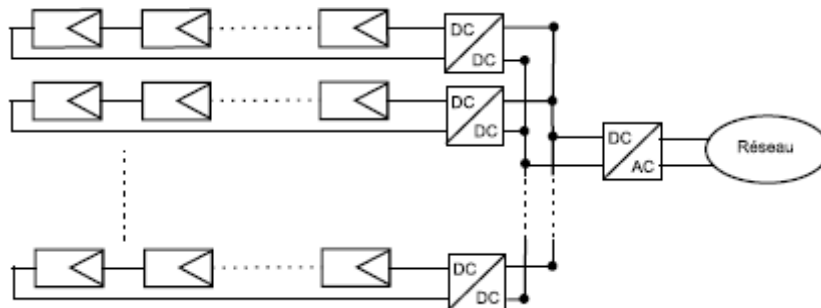


Figure I.8: La topologie « Hacheur rangée »[8],[13]

Cette topologie présente l'avantage du nombre de convertisseurs DC/DC qui est très réduit, ce qui va faciliter la maintenance et diminuer le coût, de même l'utilisation d'un seul onduleur DC/AC comme interface avec le réseau permet de réduire le nombre d'interactions entre le réseau et l'installation PV.

L'inconvénient de ce montage est que la continuité de service ne sera plus assurée en cas de panne de l'onduleur. [8][9][10].

I.5.1.2. Le hacheur modulaire parallèle

Pour améliorer le gain de productivité, la topologie hacheur « rangée » a été modifiée vers la topologie hacheur modulaire parallèle présentée sur la Figure 1-9. Chaque hacheur est directement connecté à la sortie du module PV. Les hacheurs sont connectés en parallèle. Pour fournir une tension continue qui sera convertie en une tension alternative par l'onduleur dans cette topologie, on n'a plus une chaîne de modules PV qui fonctionne à son MPPT (point de puissance maximale) mais chaque module PV. Cet arrangement donne donc un gain de productivité meilleur que le précédent [11].

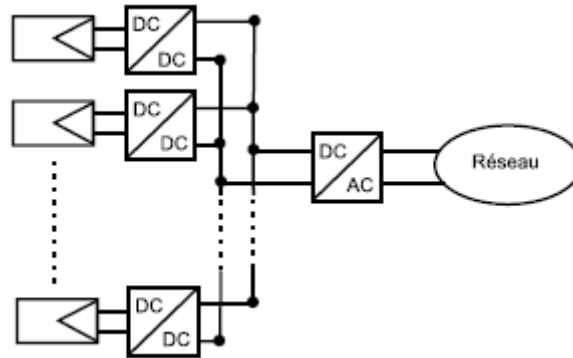


Figure 1.9: La topologie « hacheur modulaire parallèle » [11][13]

Le principal inconvénient de cette topologie est la grande différence entre la tension de sortie du module PV délivrée à l'ondulateur et la tension nécessaire au réseau de distribution.

I.5.1.3. Le hacheur modulaire série

Dans la topologie « hacheur modulaire série » présentée par la Figure 1-10, la sortie des hacheurs est mise en série pour diminuer la différence entre la tension fournie à l'ondulateur et la tension que nécessite le réseau de distribution.

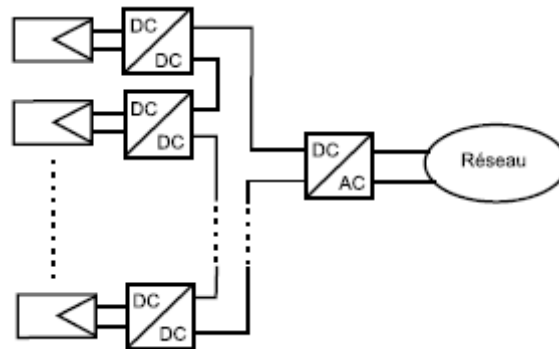


Figure 1.10 : La topologie « hacheur modulaire série » [12][13]

L'inconvénient de cette topologie, est que la mise en série des hacheurs crée une dépendance des points de fonctionnement des uns par rapport aux autres, ce qui complique les lois de commandes et le dimensionnement de la structure.

I.6. CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons donné une idée générale sur la cellule photovoltaïque, son principe de fonctionnement, ainsi que ses paramètres électriques. Nous avons également présenté différents rangement des hacheurs dans les systèmes photovoltaïque, leurs avantages et leurs inconvénients.

REFENENCES

- [1] BoukhersDjamil « Optimisation d'un système d'énergie photovoltaïque applicatiou au pompage », Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 28 / 11 / 2007.
- [2] Halouane Assia « Modélisation du transfert radiatif dans les strates supérieures d'un module photovoltaïque », Mémoire Master, Université Mohamed Bougara Boumerdes, 2016/2017.
- [3] M. Slama Fateh « Modélisation d'un système multi générateurs photovoltaïque interconnectés au réseau électrique », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas-Sétif.
- [4] Bouzegane Mhenna, Gaouaoui Ferhat « Alimentation d'un moteur à courant continu par une source photovoltaïque », Mémoire Master, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 26 septembre 2018.
- [5] S. M. Ait-Cheikh, « Etude, Investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques », Thèse de Doctorat d'état, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2007.
- [6] Z. Bendjellouli « contribution a la modélisation d'une cellule solaire ». Mémoire de Magister. Université de Bechar, 2009.
- [7] O. Benchikh, Y. Biteur « Étude et réalisation d'un système de poursuite du point de puissance maximale en utilisant les réseaux de neurones artificiels - Application au système photovoltaïque », Mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [8] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen, and Frede Blaabjerg « A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules », IEEE transactions on industry applications, vol. 41, no. 5 Septembre 2005
- [9] M. Meinhardt « Multi-String Converter: The next step in evolution of String Converter Technology », Publication EPE, 2001
- [10] M. Meinhardt « Past, Present and Future of grid connected Photovoltaic and Hybrid Power Systems », Power Engineering Society Summer Meeting - Volume 2, 16-20 Page(s): 1283 – 1288, July 2000
- [11] Stéphane Vighetti « Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion », Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, (2010).
- [12] Eduardo Román, Ricardo Alonso, Pedro Ibañez « Intelligent PV Module for Grid-Connected PV Systems », IEEE transactions on industrial electronics, vol. 53, no. 4, août 2006
- [13] M. Bouzegane, F. Gaouaoui, « Alimentation d'un moteur à courant continu par une source photovoltaïque », Mémoire de master, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou 26 Septembre 2018
- [14] S. Naoual, « Modélisation et Extraction Automatique des Paramètres d'un Générateur », Université Ferhat Abbas de Sétif, Mémoire de Magister, Département d'électrotechnique 2010.

CHAPITRE II :

Bobines intégrées et transformateurs planaires

Bobines intégrées et transformateurs planaires

II.1.INTRODUCTION

La bobine est un élément destiné à être assemblé avec d'autres composants afin de réaliser une ou plusieurs fonctions électroniques. Les bobines rentrent dans la formation d'une variété de dispositifs électroniques, ils répondent à divers standards de l'industrie aussi bien pour leurs caractéristiques électromagnétiques que pour leurs caractéristiques géométriques.

Le transformateur dont l'élément principal est la bobine, est également un composant très présent dans les dispositifs d'électroniques, notamment dans les convertisseurs de puissance. La fonction du transformateur varie en fonction de son utilisation soit transmission de puissance soit transmission de signal, tout en assurant une isolation galvanique.

Avec l'apparition des technologies de fabrication microélectronique et la course vers la miniaturisation, les transformateurs ont vu leurs concepts de base (bobinage) évoluer vers cette miniaturisation.

Dans une première partie de ce deuxième chapitre, nous proposons de faire une présentation générale sur les bobines et les différents effets électromagnétiques qui leur sont associés. La deuxième partie du chapitre II est consacrée aux transformateurs. Nous commencerons par des généralités sur les transformateurs classiques, ensuite nous aborderons les nouvelles générations de transformatrices planaires.

II.2. LA BOBINE

II.2.1 La bobine

Les bobines sont des composants électroniques utilisées dans un grand nombre d'applications fonctionnant à des fréquences et des niveaux de puissance très divers : stockage temporaire de l'énergie magnétique, filtrage, conversion de puissance, adaptation d'impédance, déphasage, etc. ce qui fait de ces composants ont une force majeure dans le domaine de l'électronique, en particulier l'électronique de puissance.

II.2.2 Les effets de la bobine

II.2.2.1 L'effet inductif

Le passage d'un courant électrique I dans une bobine crée un champ magnétique B qui donne naissance à un flux φ à travers chacune des spires de la bobine (figure II.1). Le flux total Φ à travers la bobine est la somme des flux à travers chaque spire.

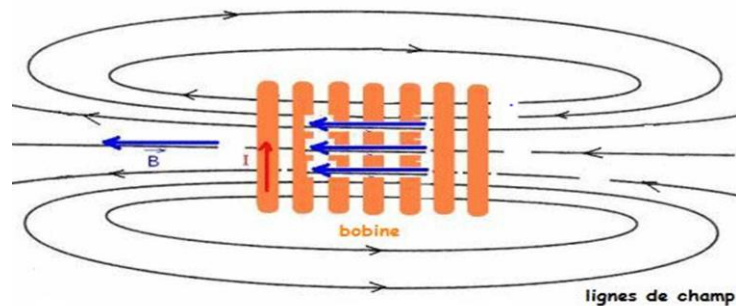


Figure II.1 : Lignes de champ magnétique dans une bobine [2].

Le champ magnétique créé au sein de la bobine se traduit par deux phénomènes :

- Inductance propre
- Inductance mutuelle

a) Inductance propre

Le rapport entre le flux de champ magnétique embrassé par le circuit d'une bobine, et le courant circulant dans la bobine et qui a donné naissance à ce flux représente l'inductance de la bobine donnée par l'expression (II.1).[3]

$$L = \frac{\varphi}{i} \quad (\text{II.1})$$

L : Coefficient d'auto-induction [H]

φ : Flux du champ d'induction magnétique [H/A]

i : courant circulant dans la bobine [A]

b) Inductance mutuelle

L'induction mutuelle est un coefficient permettant de décrire l'influence d'un circuit magnétique sur un autre. Elle traduit le fait qu'une variation de courant dans un circuit magnétique peut entraîner l'apparition d'une tension dans un autre circuit magnétique. L'induction mutuelle entre deux circuits est définie par le rapport entre le flux créé par un dipôle électrique traversant un second dipôle et le courant ayant créé ce flux (équation (II.2)).[3]

$$M_{1,2} = \frac{\phi_2}{i_1} \quad (\text{II.2})$$

i_1 est le courant traversant le 1^{er} circuit magnétique.

ϕ_2 Est le flux magnétique produit par le courant i_1 dans le 2eme circuit magnétique.

La valeur de cette inductance mutuelle $M_{1,2}$ dépend des caractéristiques géométriques, des deux circuits, ainsi que leur position relative : éloignement et orientation.

II.2.2.2 L'effet capacitif

Lorsqu'on applique une différence de potentiel à deux conducteurs isolés les uns des autres, on assiste à une accumulation de charges par influence électrostatique. C'est cela l'effet capacitif. Il est présent à titre parasite comme par exemple dans le cas d'une bobine ; entre les spires voisines l'effet capacitif est représenté par une capacité parasite, en parallèle avec l'inductance.[4]

I.2.2.3 L'effet résistif

Il convient de noter que la dégradation d'énergie sous forme thermique due à l'effet résistif est un phénomène général en physique, ce phénomène décrit par la thermodynamique. En électricité, si on injecte un courant dans un conducteur, la dissipation d'énergie se manifeste par un échauffement et une chute de potentiel le long du conducteur, cet effet dépend non seulement du conducteur mais aussi de l'influence de l'effet de peau et de proximité.[4]

II.2.2.4 L'effet de peau

L'effet de peau est un phénomène d'origine électromagnétique qu'on trouve dans tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Il provoque la décroissance de la densité de courant au fur et à mesure que l'on se dirige vers le centre du conducteur. Cela signifie que le courant ne circule pas dans toute la section du conducteur, ce qui fait que la section utile devient plus petite, la résistance du conducteur augmente, les pertes par effet joule deviennent plus importantes et il en résulte un échauffement du conducteur [1].

➤ L'épaisseur de peau

L'épaisseur de peau δ représentée par la figure II.2 dépendant de la fréquence et détermine la largeur de la zone où se concentre le courant dans un conducteur parcouru par un courant alternatif et dans lequel se manifestent un effet de peau. Cette épaisseur de peau est exprimée par la relation(II.3).

$$\sigma = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0\mu_r f}} \quad (\text{II.3})$$

ρ : Résistivité du matériau. ρ

μ_0 : Perméabilité magnétique de l'air.

μ_r : Perméabilité relative du matériau.

f : Fréquence de fonctionnement.

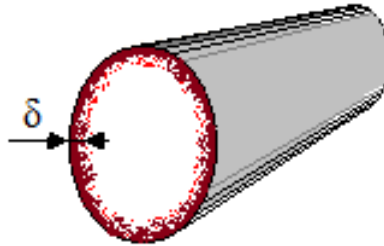


Figure II.2 Manifestation de l'effet de peau dans un conducteur [1]

II.3. LES BOBINES INTEGREES

II.3.1. Présentation

Les inductances ou bobines intégrées ont fait l'objet de diverses études scientifiques visant à mieux comprendre et modéliser leur comportement électrique et d'identifier les différents mécanismes à l'origine des pertes. Plusieurs méthodes d'intégration d'éléments inductifs peuvent être rencontrées dans la littérature, toutes ont pour but d'augmenter la valeur de l'inductance, d'améliorer la densité d'intégration ainsi que le facteur de qualité en diminuant les pertes et en permettant un fonctionnement à des fréquences toujours plus élevées, avec un rendement acceptable. Nous présentons les deux premiers prototypes de bobines intégrées.



Figure II.3: Micro bobine solénoïdale [5]

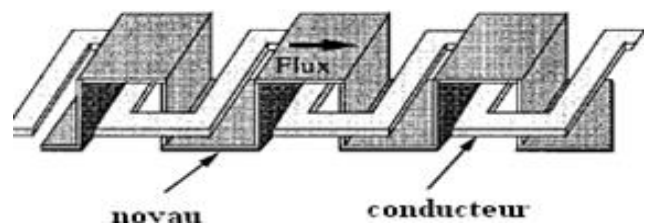


Figure II.4 : Bobine méandre intégrée avec deux niveaux de matériau magnétique.[5]

La structure solénoïdale est la première bobine intégrée réalisée, son concept est inspiré des bobines discrètes. En microélectronique le procédé de fabrication de la structure solénoïdale repose sur des techniques d'électro déposition pour les conducteurs et le noyau de fer nickel (permalloy). Seulement la forte chute de la valeur de l'inductance avec la fréquence rend

l'utilisation de ce composant dans des convertisseurs DC-DC peut intéressante au-delà du MHz. Cette micro-bobine solénoïdale intégrée (figure II.3) a été proposée par Ahn en 1996.

Pour corriger ce problème, d'autres structures ont été proposées, telles que la méandre intégrée avec deux niveaux de matériau magnétique (figure II.4). La seule différence entre ce type de bobines et les solénoïdes est que le conducteur monocouche est aménagé en forme de serpent, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur [5].

II.3.2. Bobines spirales planaires

Les bobines ou inductances planaires spirales, présentent un autre type d'inductances intégrées, totalement différent de ceux qui les ont précédés. Les inductances planaires que l'on trouve dans la littérature sont réalisées soit sur un substrat isolant généralement en kapton, ou bien sur un substrat semi-conducteur permettant l'évacuation du flux thermique. Elles sont très répandues dans le domaine des radiofréquences pour réaliser des valeurs de quelques dizaines de nH.

La figure II.5 montre la photographie d'une bobine spirale planaire prise à l'aide d'un microscope électronique.

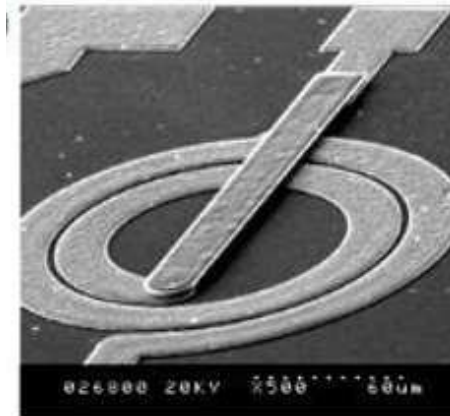


Figure II.5. Photographie d'une inductance spirale planaire [1]

II.3.2.1. Les paramètres géométriques

Les bobines spirales planaires se présentent sous différentes formes géométriques, circulaire, carrée, octogonale, et hexagonale. Elles sont toutes caractérisées par les mêmes paramètres géométriques : les diamètres interne d_{in} et externe d_{ex} , le nombre de spires n , la largeur w et l'épaisseur t du conducteur ainsi que l'espacement inter-spires s (Figure II.6).

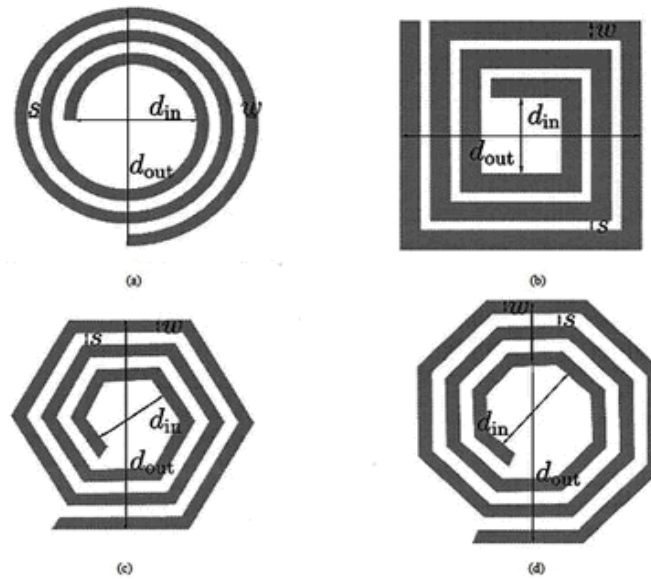


Figure II.6 : Les paramètres géométriques des inductances spirales planaires [6]

II.4. METHODES MATHÉMATIQUES POUR LE CALCUL DE L'INDUCTANCE

Dans la littérature on trouve différentes méthodes analytiques permettant le calcul de la valeur de l'inductance d'une bobine spirale planaire en fonction de ses paramètres géométriques. Nous présentons quelques-unes de ces méthodes.

II.4.1. Méthode de Wheeler

La méthode de calcul développée par Wheeler permet une évaluation de l'inductance d'une bobine hexagonale, octogonale ou carrée, réalisée de manière discrète [7]. Une simplification peut être opérée lorsqu'on se transpose dans le cas planaire intégré [8]. La méthode de Wheeler exprime l'inductance L_{mw} par la relation (II.4):

$$L_{mw} = k_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1 + k_2 \cdot \rho} \quad (\text{II.4})$$

Dans laquelle n est le nombre de spires, ρ est le facteur de forme, défini par la relation (II.5):

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (\text{II.5})$$

d_{avg} est le diamètre moyen de l'inductance, défini par la relation (II.6):

$$d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2} \quad (\text{II.6})$$

K_1 et K_2 , sont des coefficients correspondant aux formes géométriques. Leurs valeurs sont présentées dans le tableau II.1 :

Forme	K_1	K_2
Carré	2.34	2.75
Hexagonal	2.33	3.82
Octogonal	2.25	3.55

Tableau II.1: Valeurs des coefficients K_1 et K_2 utilisés par Wheeler

II.4.2. Méthode de Monomial

L'expression de Monomial utilisée pour calculer l'inductance est basée sur la relation (II.7) :

$$L_{\text{mon}} = \beta \cdot d_{\text{out}}^{\alpha_1} \cdot w^{\alpha_2} \cdot d_{\text{avg}}^{\alpha_3} \cdot n^{\alpha_4} \cdot s^{\alpha_5} \quad (\text{II.7})$$

Rappelons que n est le nombre de spires, d_{moy} le diamètre moyen de la bobine spirale, w et s sont respectivement la largeur du conducteur et l'espacement inter- spires.

β , α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 sont les coefficients de Monomial, définissant la forme géométrique de la spirale. Ces coefficients sont donnés dans le tableau III.2 [9].

Géométrie	β	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
Carrée	$1,62 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,147	2,4	1,78	-0,03
Hexagonal	$1,28 \cdot 10^{-3}$	-1,24	-0,174	2,47	1,77	-0,049
Octogonal	$1,33 \cdot 10^{-3}$	-1,21	-0,163	2,43	1,75	-0,049

Tableau II.2 : Valeurs des coefficients utilisés par Monomial [10]

II.4.3. Méthode de Bryan

La méthode de Bryan prend en compte le diamètre extérieur d_{out} , le nombre de tours n , le diamètre moyen d_{avg} et le facteur de forme ρ , L'équation de Bryan est donnée par l'expression(II.8) :

$$L_{Br} = 2,41 \cdot 10^{-3} \left(\frac{d_{\text{avg}}}{2} \right) \cdot n^{(5/3)} \cdot \ln \left(\frac{4}{\rho} \right) \quad (\text{II.8})$$

Où L_{Br} est exprimé en micro-Henry et les dimensions en centimètres.

II.5. GENERALITE SUR LES TRANSFORMATEURS

II.5.1. Définition d'un transformateur

Un transformateur est un composant magnétique qui permet de modifier les valeurs des courants et/ou des tensions délivrés par une source alternative reliée au primaire en d'autres valeurs de courants ou tensions au secondaire sans changer la forme et la fréquence du signal initial. Classiquement les deux parties du transformateur n'ont aucune liaison électrique entre elles, c'est-à-dire que les enroulements primaire et secondaire sont isolés galvaniquement.

II.5.2. principe de fonctionnement d'un transformateur

Le fonctionnement d'un transformateur est basé sur le couplage magnétique entre les enroulements. Chacun des enroulements, primaire et secondaire, a une self inductance L_p et L_s . le couplage magnétique entre les enroulements se traduit par l'inductance mutuelle M .

II.5.2.1. Transformateur idéal :

Dans un transformateur idéal (figure II.7):

- Toutes les pertes Joule dans les conducteurs, et les pertes fer dans le matériau magnétique sont négligées (considérées comme nulles),
- Absence de fuite magnétique : les lignes de champ sont parfaitement canalisées, ce qui implique que le flux magnétique créé par l'enroulement primaire est entièrement embrassé par l'enroulement secondaire

Un transformateur idéal est caractérisé par son rapport de transformation m reliant les grandeurs électriques de l'entrée (V_1, I_1) avec ceux de la sortie (V_2, I_2) par la relation (II.9).

$$m = \frac{V_2}{V_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (\text{II.9})$$

Le rapport m peut être aussi défini en fonction du nombre de spires N_p du primaire et N_s du secondaire, ou bien en fonction de leurs inductances respectives L_p et L_s (expression (II.10)).

$$m = \frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \quad (\text{II.10})$$

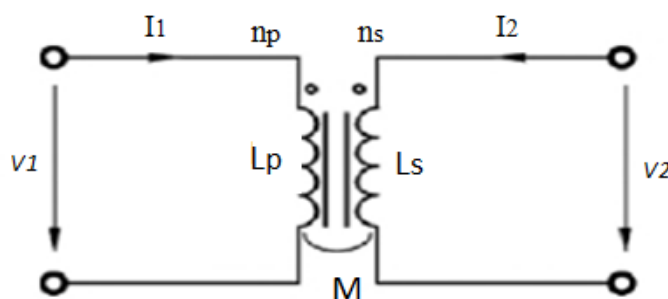


Figure II.7 : Schéma d'un transformateur idéal [11]

II.5.2.2. Transformateur réel

Contrairement au transformateur idéal, dans le transformateur réel interviennent plusieurs éléments parasites tels que :

- L'inductance de fuite primaire L_{fp}
- L'inductance de fuite secondaire L_{fs}
- La résistance de l'enroulement primaire R_{sp}
- La résistance de l'enroulement secondaire R_{ss}

Le transformateur réel est modélisé par le circuit électrique de la figure II.8.

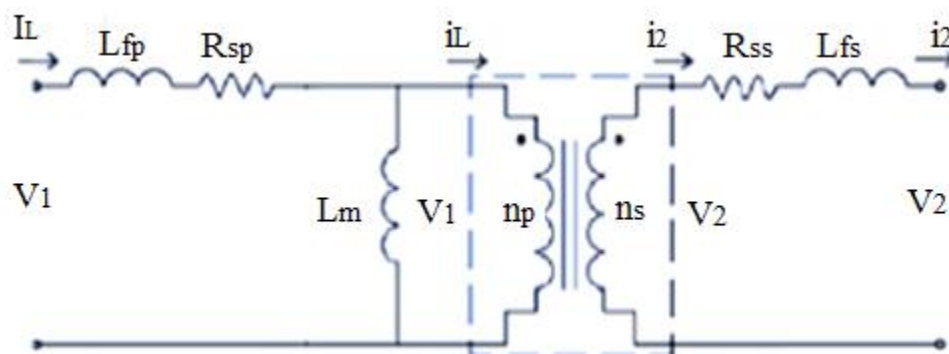


Figure II.8 : Schéma d'un transformateur réel [12].

II.6 TRANSFORMATEUR PLANAIRE

II.6.1. La technologie planaire

La technologie planaire a été proposée en 1960 par Hoerni. Cette technologie est basée sur l'empilement de différentes couches, à savoir des couches conductrices, des couches isolantes et des couches magnétiques comme il est montré par la figure II.9. Aujourd'hui, il existe différentes technologies de transformateurs planaires, nous citons à titre d'exemple : les structures entrelacées, concentriques (figure II.10.) [13][14] et les structures concentriques (figure II.9).

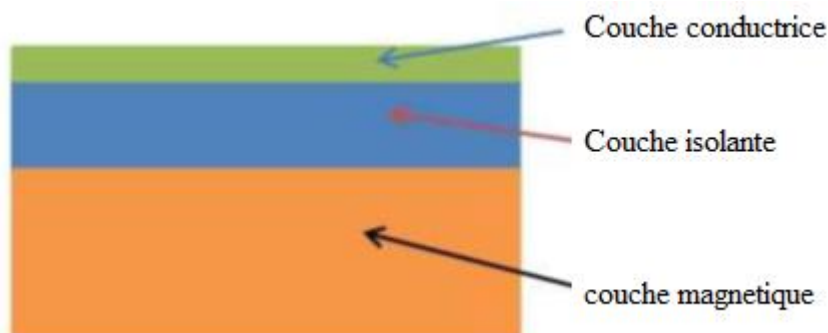


Figure II.9. Concept d'un composant planaire

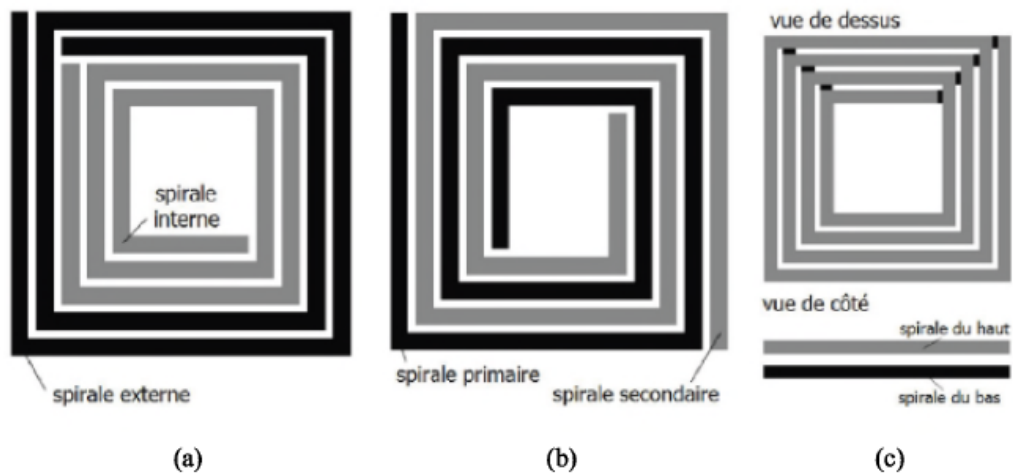


Figure II.10. Les différentes structures des transformateurs planaires spirales (a) concentrique (b) entrelacé et (c) empilé [11]

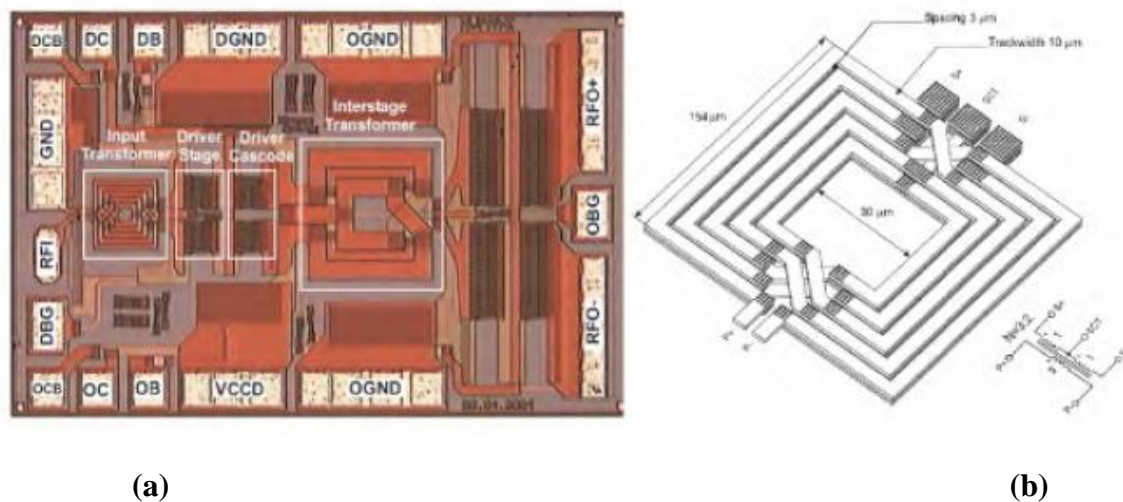


Figure II.11 : (a) micrographie d'un micro transformateur à section 3D (b) Géométrie du micro transformateur [11]

II.7. MATERIAUX CONSTITUANT UN TRANSFORMATEUR PLANAIRE

Dans ce paragraphe nous présentons les principaux matériaux utilisés dans la fabrication des transformateurs planaires à savoir : les matériaux conducteurs, les matériaux magnétique et les matériaux isolants.

II.7.1. Matériaux conducteurs

La forte conductivité et le prix sont les principaux critères de choix d'un matériau conducteur pour la fabrication des enroulements du transformateur. Le cuivre, est le matériau favori chez les constructeurs à cause de son prix et sa bonne conductivité.

D'autres matériaux peuvent être utilisés pour la fabrication des enroulements comme l'or qui a une bonne conduction; cependant son prix très élevé, ce qui fait que son utilisation et presque

inexistante sur le marché. Dans certains cas délicats, il est utilisé pour réaliser des revêtements afin de prévenir l'oxydation des conducteurs [14].

II.7.2. Matériaux magnétiques

Deux catégories de matériaux magnétiques existent sur le marché : les matériaux magnétiques durs et les matériaux magnétiques doux. Dans les composants passifs comme les transformateurs et les inductances, les matériaux magnétiques doux sont très utilisés. La principale caractéristique des matériaux magnétiques doux est qu'ils s'aimantent et se désaimantent facilement ce qui permet un large domaine d'utilisation tel que: réalisation de machine tournantes, transformateurs, inductances, etc...

Dans le domaine d'application basse fréquence, les matériaux ferromagnétiques sont majoritairement utilisés pour la réalisation des composants passifs,. Ces matériaux ferromagnétiques sont connus par leur perméabilité très élevée qui peuvent aller jusqu'à 100000 et par leur aimantation à saturation élevée. L'inconvénient des matériaux ferromagnétiques est leur faible résistivité qui devient un inconvénient en haute fréquence car de pertes par courants de Foucault seront accentués [15].

II.7.3. Matériaux isolants

Ce sont des matériaux utilisés entre les couches conductrices et/ou entre les couches conductrices et le matériau magnétique d'un transformateur. Les principales caractéristiques de ces matériaux sont leur rigidité diélectrique (le plus grand possible est de l'ordre de 150 V/ μm pour le mica) et leur permittivité relative (classiquement entre 1,5 et 5). Cependant ils présentent aussi quelques inconvénients majeurs dus à l'augmentation du couplage capacitif entre les couches conductrices. Dans les transformateurs, on utilise en général des matériaux isolants comme des oxydes de silicium [15]. D'autres auteurs utilisent dans leurs travaux des isolants comme les polyamides [16] à cause de leur tenue mécanique et thermique, de leur faible constante diélectrique et de leur facilité de mise en œuvre.

II.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons rappelé les différents effets électromagnétiques de la bobine avant de présenter quelques structures de bobines intégrées, telles que, la bobine méandre intégrée, la structure serpent, et les spirales planaires qui sont conçues sous différentes géométries, à savoir : la circulaire, la carrée, hexagonale et l'octogonale.

Pour le calcul de la valeur de l'inductance des bobines spirales planaires, ainsi que leurs paramètres géométriques, nous avons cité différentes méthodes de calcul issues de la littérature.

Dans ce chapitre, nous avons également abordé la technologie des transformateurs planaires et nous avons présenté les différents matériaux qui rentrent dans leur fabrication.

Nous avons clôturé ce chapitre par une conclusion.

REFERENCES

- [1] A. Namoun « différentes méthodes de dimensionnement d'une inductance planaire intégrée », mémoire de magister, université Mohamed Boudiaf Oran, 2010.
- [2] M. Hassan bechir, « des Inductances Planaires Intégrées », Thèse de Doctorat, soutenue à l'Université Jean Monnet de Saint-Étienne, 27 Janvier 2014.
- [3] N. Himour, « Etude et simulation des effets électromagnétiques dans les micro-bobines », mémoire de Master, Université Abdelhamid Ibn Badis, Mostaganem, 30/05/2016.
- [4] R. Melati « conception d'un nouveau modèle d'inductance intégrée », Thèse de Doctorat, USTO, 2013
- [5] Bruno Estibals, « Conception, Réalisation et Caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France. Déc. 2002.
- [6]] Lai Dac Kien, « Contribution à l'optimisation du dimensionnement de composants passifs intégrés pour l'électronique de puissance », Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France Déc. 2010.
- [7] H-A. Wheeler, « Simple inductance formulas for radio coils », Proceedings of IRE, vol. 16, no10, pp. 1398-1400, 1928.
- [8] S. Mohan, M. del Mar. Hershenson, S.-P. Boyd, T.-H. Lee, « simple accurate expressions for planar spiral inductances », IEEE Journal of Solid-State Circuits, pp.1419-1424, vol 34, N°10, (1999).
- [9] S.S.Mohan, M.Hershenson, S.P.Boyd, T.H.Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances", IEEE Journal of Solid-State Circuits, pp.1419-1424, vol 34, N°10, (1999).
- [10] S.S.Mohan, "The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuit", Doctorat Thesis, Stanford University, California, United States of America, 1999.
- [11] M. Derkaoui, « Intégration d'un transformateur dans une alimentation à découpage de type Fly-back », These de Doctorat, université MOHAMED BOUDIAF ORAN, Lundi 09 Mars 2010.
- [12] Y. Guettaf « Conception d'une stratégie pour l'étude d'une inductance planaire intégrée dans un convertisseur de type push-pull », Mémoire de magister, 2012.
- [13] C. Almeida, « Monolithic RF transformers on CMOS technologies », Instituto Superior Técnico, Lisboa, Portugal, 2010
- [14] Y. Maycvskiy, « Analysis and modeling of monolithic on-chip transformers on silicon substrates », Master Thesis, Oregon State University, United States of America, 10 June 2005.
- [15] M. Taibi « Intégration des composants passifs en électronique de puissance (Application : Intégration d'une inductance spirale) », thèse de Doctorat, USTO, 2010
- [16] G. Troussier, " Intégration de bobines sur silicium Pour la conversion d'énergie", Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Analyse Et d'Architecture Des Systèmes Du CNRS, 2004.

CHAPITRE III :

Dimensionnement

géométrique du micro-

transformateur

Dimensionnement géométrique du micro-transformateur

III.1. INTRODUCTION

Les composants passifs ont un rôle très important dans la conception et la réalisation des dispositifs d'électronique de puissance tels que le stockage temporaire d'énergie électrique et magnétique, le filtrage, l'isolation galvanique, ... etc., seulement, ces composants occupent un volume très important, à titre d'exemple, dans un convertisseur de faible puissance, ils occupent 80% de la surface [8] [9]. Pour faire face à ce problème, les chercheurs travaillent sur l'intégration de ces composants passifs.

Dans les convertisseurs isolés, l'élément essentiel est le transformateur. La réduction des dimensions d'un transformateur passe nécessairement par la réduction du volume des bobines qui le constituent. Notre objectif dans ce travail est de réduire la taille d'un transformateur afin de l'intégrer dans un convertisseur de type Flyback dédié pour l'énergie photovoltaïque. La conception d'un transformateur de taille très réduite, passe par plusieurs phases qui sont : l'analyse des spécifications, le dimensionnement de ses paramètres géométriques qui se fait de façon à réduire fortement toutes les pertes énergétiques, et enfin la validation des résultats.

III.2. PRESENTATION DU CONVERTISSEUR FLYBACK

Un convertisseur Fly-back est une alimentation à découpage généralement avec une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Son schéma de base est le même que celui d'un convertisseur Buck-Boost dans lequel l'inductance est remplacée par un transformateur composé de deux inductances couplées comme il est montré par la figure III.1. Le convertisseur Fly-back est très utilisé en industrie électronique (moniteur LCD, télévision CRT, lecteur de DVD, ...), il est plus réservé aux applications de puissance réduite [1][4]. Aujourd'hui on le trouve même dans les équipements photovoltaïques qui nécessitent des grandes puissances.

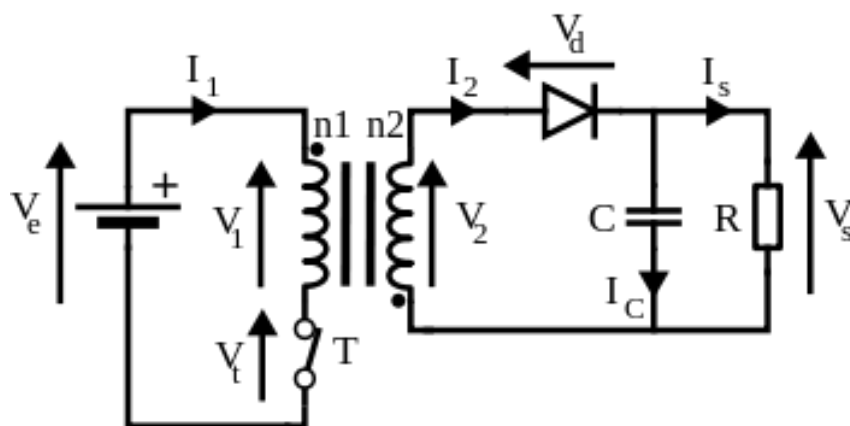


Figure III.1 Schéma de principe du convertisseur flyback [1].

III.2.1. Principe de fonctionnement d'un convertisseur Flyback

Le fonctionnement du convertisseur flyback est basé sur le principe de découpage. Sa tension de sortie dépend essentiellement du rapport cyclique qui est le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur T et la période de découpage.

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur est le suivant :

Lorsque l'interrupteur T est fermé pendant la durée αT de la période de découpage T . La source fournit de l'énergie au transformateur (croissance du courant). La diode D étant bloquée ($V_D < 0$), le courant passant dans la charge est fourni par la décharge du condensateur C (figure III.2). Par contre, lorsque l'interrupteur T est bloqué (durée entre αT et T), la diode D assure la continuité du courant dans l'enroulement secondaire. On a alors une décharge de l'énergie dans R et C (figure III.3). La décroissance du courant de αT à T peut alors être considérée comme linéaire. Le principe du flyback est donc de charger l'énergie dans des bobines couplées dans un premier temps et de restituer cette énergie à la charge dans un second temps. [3].

III.2.1.1. Phase 1 ($0 < t < \alpha T$) (état passant)

L'interrupteur T est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant:

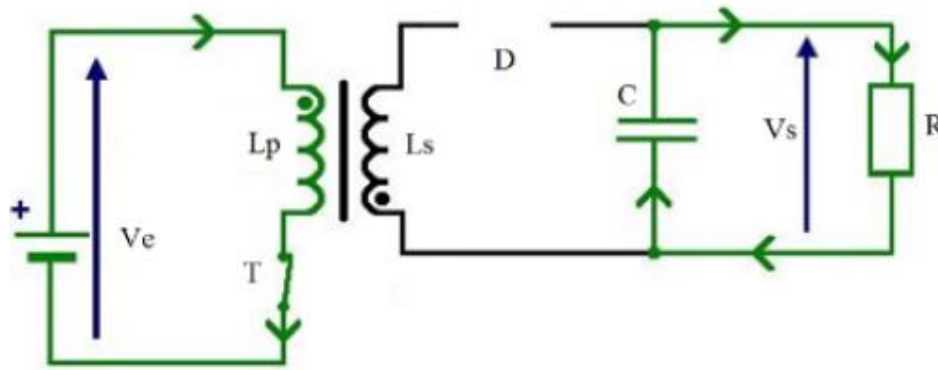


Figure III.2 : Schéma équivalent du circuit à l'état ON (passant) [3]

Le fonctionnement du Flyback à l'état passant est régi par les équations suivantes :

$$V_e = V_1 = L_1 \frac{dI_1}{dt} \tag{III.1}$$

➤ **Détermination d u courant primaire $I_1(t)$**

En résolvant l'équation différentielle (III.1), on tire l'expression du courant primaire $I_1(t)$ (expression (III.2))

$$I_1(t) = \frac{V_e}{L_1} t + I_{1min} \tag{III.2}$$

A $t=0$, $I_1(t) = I_{1min}$ et à $t = \alpha T$, $I_1(t) = I_{1max}$, d'ou l'expression (III.3) de I_{1max} .

$$I_{1max} = \frac{V_e}{L_1} (\alpha T) + I_{1min} \tag{III.3}$$

III.2.1.2. Phase 2 ($\alpha T < t < T$) (état bloqué)

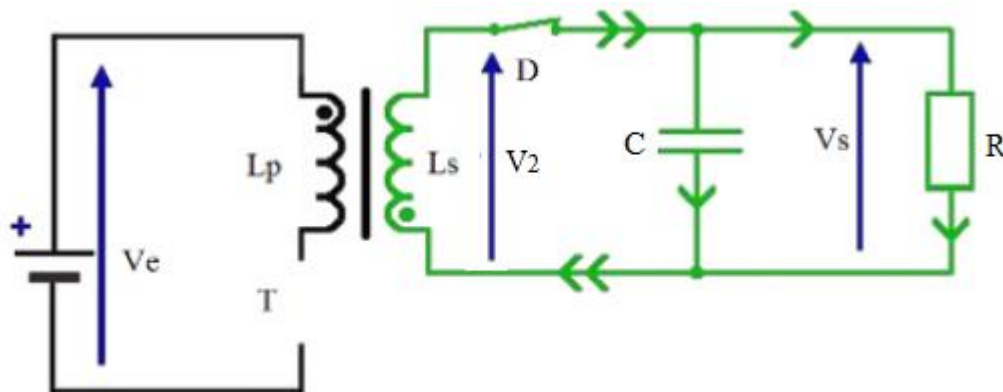


Figure III.3 : Schéma équivalent du circuit à l'état OF (bloqué) [3]

A l'état bloqué, on peut calculer les valeurs des paramètres électriques du secondaire en utilisant les équations suivantes :

$$V_s = V_2 = -L_2 \frac{dI_2}{dt} \quad (\text{III.4})$$

A partir de l'équation (III.4), on tire l'expression (III.5) du courant secondaire $I_2(t)$

➤ **Détermination du courant secondaire $I_2(t)$.**

$$I_2(\alpha T) = -\frac{V_2}{L_2}(\alpha T) + I_{2\max} \quad (\text{III.5})$$

À la fin de l'état bloqué, pour $t = (1-\alpha)T$ on attend donc la valeur minimale pour

$$I_2(t) = I_{2\min} :$$

$$I_{2\min} = I_{2\max} - \frac{V_s}{L_2}(T - \alpha T) \quad (\text{III.6})$$

$$\Delta I_2 = I_{2\max} - I_{2\min} = \frac{V_s}{L_2} T (1-\alpha) = \frac{V_s}{L_2} \cdot \frac{(1-\alpha)}{f} \quad (\text{III.7})$$

➤ **Relation entrée sortie**

L'énergie emmagasinée par la bobine primaire (expression (III.8)) et de l'énergie transférée vers le secondaire (expression (III.9)) on peut déduire les relations entre les paramètres électrique d'entrée et de sortie (expressions III.10) et (III.11).

$$W_p = \frac{1}{2} L_2 I_{2\max}^2 = \frac{1}{2} L_1 I_{1\max}^2 \quad (\text{III.8})$$

$$W_p = W_s = \frac{1}{2} L_2 I_{2\min}^2 = \frac{1}{2} L_1 I_{1\min}^2 \quad (\text{III.9})$$

$$V_s = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) V_e \quad (\text{III.10})$$

$$\bar{I}_1 = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) \bar{I}_s \quad (\text{III.11})$$

III.3. CALCUL DES VALEURS DES PARAMETRES DU FLYBACK

La différence des niveaux de tension et des courants entre les sources (panneaux photovoltaïques) et le réseau de distribution d'électricité, nécessite des convertisseurs de puissance, à savoir : les hacheurs (convertisseurs DC/DC) et les onduleurs. Dans ce travail, nous nous intéressons uniquement aux hacheurs, plus particulièrement les convertisseurs Flyback. Notre objectif est de réduire le volume du Flyback de sorte que ce dernier occupe un espace très réduit à l'arrière du panneau PV dans le but d'optimiser les architectures des chaînes de conversion de l'énergie PV. Le Convertisseur Flyback doit satisfaire les données du cahier des charges ci-dessous.

III.3.1. Cahier des charges du convertisseur Flyback

Tension d'entrée :	$V_e = 17V$
Tension de Sortie moyenne :	$V_s = 220V$
Ondulation maximale de la tension de sortie :	$\Delta V_s = 1\%V_s$
Courant d'entrée maximal :	$I_{1max} = 7A$
Courant d'entrée minimal :	$I_{1min} = 3A$
Fréquence de fonctionnement :	$f = 500KHz$
Nombre de tours dans la bobine primaire :	$n_1 = 3$
Nombre de tours dans la bobine secondaire	$n_2 = 6$

On se servant du cahier des charges, nous calculons les grandeurs nécessaires pour le fonctionnement du Fly-back

III.3.2. Calcul des paramètres électriques du convertisseur Fly-back

a) Le rapport cyclique

A partir de l'expression (III.12), on tire l'expression du rapport cyclique α .

$$\alpha = \frac{1}{\left(\frac{V_e n_2}{V_s n_1}\right) + 1} \quad (III.12)$$

Les données du cahier des charges, nous permettent d'obtenir $\alpha = 0,86$

b) La valeur de l'inductance L_1

Lorsque t varie de 0 à αT , le courant primaire varie de I_{1min} à I_{1max} , en utilisant ces données dans l'expression (III.1), et en remplaçant T par $1/f$ on peut écrire l'expression (III.13).

$$L_1 = \frac{V_e}{(I_{1max} - I_{1min}) f} \alpha \quad (III.13)$$

D'où la valeur d'inductance: $L_1 = 7,71 \cdot 10^{-6} H$

c) La valeur de l'ondulation du courant primaire ΔI_1

$$\Delta I_1 = I_{1\max} - I_{1\min} = 4A$$

d) Les courants minimal $I_{2\min}$ et maximal $I_{2\max}$ dans la bobine secondaire

En remplaçant dans l'expression (III.8) L_1 et L_2 par leurs expressions en fonction de la

reluctance R $L_1 = \left(\frac{n_1^2}{R}\right)$ et $L_2 = \left(\frac{n_2^2}{R}\right)$, et après simplification, on obtient l'expression (III.14)

$$I_{2\max} = \frac{n_1}{n_2} I_{1\max} \quad (\text{III.14})$$

En répétant le même procédé en utilisant l'expression (III.9), on obtient l'expression (III.15).

$$I_{2\min} = \frac{n_1}{n_2} I_{1\min} \quad (\text{III.15})$$

Ce qui donne après calcul les valeurs $I_{2\min} = 1,5 A$ et $I_{2\max} = 3,5 A$

On déduit l'ondulation du courant dans le secondaire ΔI_2

$$\Delta I_2 = I_{2\max} - I_{2\min} = 2A$$

e) La valeur de l'inductance L_2

L'expression (III.7) nous permet de tirer l'expression (III.16) de l'inductance L_2 .

$$L_2 = \frac{V_s}{(I_{2\max} - I_{2\min})} \left(\frac{1-\alpha}{f} \right) \quad (\text{III.16})$$

D'où la valeur de l'inductance L_2 : $L_2 = 30,810^{-6} H$

f) Le courant de sortie moyen \bar{I}_s

La valeur du courant de sortie est calculée à partir de la relation (III.11)

$$\bar{I}_s = 406,87mA$$

$$\text{Avec : } \bar{I}_1 = \frac{I_{1\max}}{2} + \frac{I_{1\min}}{2} = 5A$$

III.3.3. Calcul de la résistance de charge R_c

La valeur 606Ω de la résistance de charge R_c est calculée à partir de la relation (III.17).

$$R_C = \frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_s} \quad (\text{III.17})$$

III.3.4. Calcul de la valeur de la capacité du Flyback

Le courant dans un condensateur dépend de la variation de la tension aux bornes du condensateur (expression (III.18))

$$I_C = \frac{C\Delta U_C}{\Delta t} \quad (\text{III.18})$$

A l'état passant, nous avons : $I_C = \bar{I}_s$ et $U_C = V_s$ donc $\Delta U_C = \Delta V_s$. Avec

$$\Delta t = \alpha T - 0 = \frac{\alpha}{f} \quad \text{et} \quad \Delta V_s = 1\% V_s, \quad \text{on obtient après calcul : } C = 2.83 \mu F$$

Les résultats issus des calculs sont regroupés dans le tableau III.1 :

α	$I_{1\max}$ (A)	$I_{1\min}$ (A)	ΔI_1 (A)	$I_{2\max}$ (A)	$I_{2\min}$ (A)	ΔI_2 (A)	\bar{I}_s (A)	L_1 μH	L_2 μH	C μF	R_c Ω
0.86	7	3	4	3.5	1.5	2	0.406	7.71	30.84	2.83	606

Tableau III.1 : Valeurs des grandeurs nécessaires pour le fonctionnement du convertisseur Flyback

III.4. DIMENSIONNEMENT GEOMETRIQUE DU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

III.4.1. Paramètres géométriques du transformateur planaire

Pour réduire le volume du convertisseur Flyback, il est nécessaire de réduire le volume de ces deux composants passifs (transformateur et capacité) qui occupent le plus d'espace. Dans ce travail, nous nous intéressons uniquement au transformateur. Pour cela, nous avons opté pour un transformateur de type planaire dont les paramètres géométriques sont montrés par la figure III.4 :

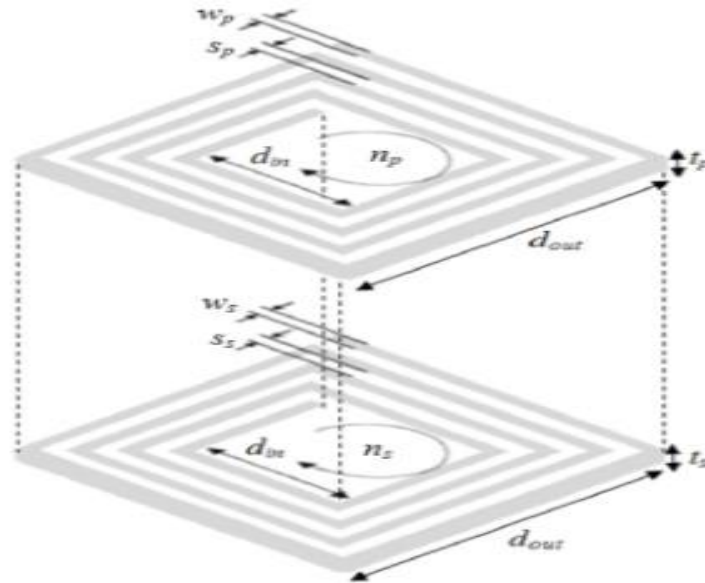


Figure III.4. Différents paramètres géométriques d'un transformateur planaire [3]

En général le transformateur planaire est décrit géométriquement par plusieurs paramètres géométriques qui sont : la largeur et l'épaisseur des enroulements primaire W_p et t_p et du secondaire W_s et t_s , l'espacement entre spires primaires S_p et secondaires S_s , les longueurs total des enroulements primaire et secondaire L_{tp} et L_{ts} , le nombre de spires primaire n_p et secondaire n_s , les diamètres extérieur d_{out} et intérieur d_{in} , doivent être choisis afin d'optimiser le rapport entre la valeur d'inductance et la surface occupée sur le circuit.

Le dimensionnement du transformateur se fait par le dimensionnement du noyau magnétique et le dimensionnement des circuits électriques des bobines primaire et secondaire.

III.4.2. Dimensionnement du noyau magnétique

Le dimensionnement du noyau est basé sur le volume du noyau nécessaire pour stocker l'énergie indispensable au fonctionnement du convertisseur Flyback.

III.4.2.1. Calcul de l'énergie moyenne emmagasinée par la bobine primaire

L'énergie maximale emmagasinée par la bobine primaire est donnée par la relation (III. 19)

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_{1max}^2 \quad (\text{III. 19})$$

En remplaçant L_1 et I_{1max} par leurs valeurs ($L_1 = 7,71$ et $I_{1max} = 7A$) dans l'équation (III.19), on obtient :

$$W = 18,8895^{-5} J = 188,89 \mu J$$

Afin de déterminer le volume du noyau nécessaire à ce stockage, nous devons connaître la densité volumique d'énergie du matériau utilisé Iron powder qui constitue le noyau. Cette densité est donnée par la relation (III.20) :

$$W_{v\max} = \frac{B_{\max}^2}{2\mu_0\mu_r} \quad (\text{III.20})$$

L'induction magnétique maximale du Iran pou B_{\max} ($B_{\max} = 1,2 \text{ et } 4^{-7} \text{ H / m}$) que peut supporter le matériau et sa perméabilité relative μ_r ($\mu_r = 100$) fixent le volume nécessaire pour stocker l'énergie W .

Les calculs nous ont donné : $W_{v\max} = 5729,57 \text{ J / m}^3$, et on déduit la valeur du volume V_{ol} à partir de l'équation (III.21):

$$V_{ol} = \frac{W}{W_{v\max}} \quad (\text{III.21})$$

$$V_{ol} = 32,96^{-9} \text{ m}^3 = 32,96 \text{ mm}^3$$

Nous avons libre choix de modeler ce volume selon nos besoins. Donc on considère le noyau comme une plaque carrée qu'on va insérer entre les bobines primaire et secondaire du transformateur. Les dimensions de cette plaque sont : La longueur de chaque côté est :

$$L_{\text{noy}} = 13,5 \text{ mm}$$

Avec un volume $V_{ol} = 32,96 \text{ mm}^3$ on obtient une épaisseur $e = 180 \mu\text{m}$

III.4.2.2. Calcul des diamètres interne et externe d_{int} et externe d_{ext}

Les bobines primaire et secondaire, vont être posées de part et d'autre de la plaque qui constitue le noyau, donc on peut prendre comme diamètre externe de chaque bobine :

$$d_{\text{ext}} = 13 \text{ mm}$$

Pour calculer les diamètres internes d_{int} , nous allons utiliser la méthode de Wheeler. Pour faciliter les calculs, l'expression de Wheeler a été modifiée dans la référence [2] (expression III.22).

$$n = \sqrt{\frac{2.L[(1+c) + k_2(1-c)]}{\mu_0\mu_r \cdot k_1 \cdot d_{\text{ext}} \cdot (1+c)^2}} \quad (\text{III.22})$$

Avec $C = \frac{d_{int}}{d_{ext}}$, les coefficients de Wheeler $k_1 = 2,34$ et $k_2 = 2,75$ définis pour la géométrie carrée. Nous rappelons les nombres de tours des bobines primaire et secondaire : $n_1 = 3$ et $n_2 = 6$

Avec un diamètre externe $d_{ext} = 13mm$, on trouve un rapport $C = \frac{d_{int}}{d_{ext}} = 0,2393$, ce qui donne les valeurs des diamètres internes des deux bobine : pour la bobine primaire avec trois tours on a $d_{int1} = 3,1109mm$ et pour la secondaire avec six tours, on trouve $d_{int2} = 2,938mm$.

On prend : $d_{int1} = d_{int2} = d_{int} = 3mm$

III.4.2.3. Calcul de l'épaisseur t et la largeur w du conducteur :

Nous calculons l'épaisseur t et la largeur w du conducteur en fonction de l'épaisseur de peau δ et de la densité du courant traversant le conducteur. Nous rappelons que la densité du courant décroît exponentiellement en s'éloignant de la périphérie du conducteur. La densité de courant dans un conducteur dont la section est rectangulaire, s'exprime par les relations suivantes [2]

$$j(w) = J_0 e^{\frac{-w}{\delta}} e^{\frac{-iw}{\delta}} \quad (III.23)$$

$$\|j(w)\| = j_0 e^{\frac{-w}{\delta}} \quad (III.24)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (III.25)$$

La valeur moyenne de la densité du courant sera donnée par l'expression (III.26):

$$j_{moy} = \frac{1}{\delta} \int_0^{\delta} j_0 e^{\frac{-w}{\delta}} dw = j_0 (1 - e^{-1}) \quad (III.26)$$

Pour qu'il n'y ait pas d'effet de peau il faut que l'une des deux conditions soit satisfaite : $W \leq 2\delta$ ou $t \leq 2\delta$

Avec les données suivantes: La résistivité du cuivre $\rho = 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega m$, sa perméabilité magnétique $\mu_r = 1$, la fréquence de fonctionnement $f = 500KHZ$, nous avons calculé l'épaisseur de peau : $\delta = 92,84 \mu m$ Sachant que $\mu = \mu_0 \mu_r$ et $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H / m$

Puisqu'on a le choix entre $W \leq 2\delta$ et $t \leq 2\delta$, on choisit $t \leq 2\delta$ car la largeur t influe sur la valeur de la capacité inter-spices qui a un impact important sur le fonctionnement d'une bobine. En posant donc $t_1 = t_2 = 79 \mu m$. t représente l'épaisseur de chacun des enroulements des bobines primaire et secondaire.

La valeur de la largeur w de chaque enroulement se calcul en fonction de leur section $A = wt$
 La section A dépend du courant moyen qui circule dans le conducteur et de la densité de courant (expression (III.27)).

$$I_{l_{moy}} = A \cdot J_{moy} \quad (III.27)$$

En posant comme conditions aux limites $J_0 = 10^8 A/m^2$, nous avons calculé la densité de courant moyenne en utilisant l'expression (III.26) et la section du conducteur A par l'expression (III.27), ainsi que la largeur w .

➤ **Bobine primaire :** Avec un courant moyen $I_{L1moy} = 5A$, les résultats du calcul sont :

$$J_{moy} = 0,63J_0 = 0,63 \cdot 10^8 A/m^2, A_1 = 7,936 \cdot 10^{-2} mm^2, \text{ et } w_1 = 1,0045 mm$$

➤ **Bobine secondaire :** Le courant moyen est $I_{L2moy} = 2,5 A$, d'où les résultats :

$$J_{moy} = 0,63J_0 = 0,63 \cdot 10^8 A/m^2, A_2 = 3,968 \cdot 10^{-2} mm^2 \text{ et } w_2 = 0,5022 mm$$

III.4.2.4. Calcul des distances inter-spires s

Pour une forme géométrique carrée de l'inductance planaire, la valeur de la distance inter-spires (s) est donnée par l'expression (III.28) [2]

$$s = \frac{d_{ex} - d_{in} - 2wn}{2(n-1)} \quad (III.28)$$

En utilisant les données de la première bobine ensuite ceux de la 2eme bobine, on obtient les distances inter-spires respectives : $s_1 = 1mm$ et $s_2 = 0,4mm$

III.4.2.5. Calcul des longueurs moyennes des enroulements

La longueur moyenne l_{moy} de l'enroulement d'une inductance spirale carrée est donnée par la relation (III.29).

$$l_{moy} = 4n[d_{ex} - (n-1)s - nw] - s \quad (III.29)$$

Les données de la premier bobine nous donnent : $l_{1moy} = 83mm$ et ceux de la 2eme bobine nous donnent $l_{2moy} = 191,6 mm$

III.4.3. Résultats et interprétations

Le tableau III.2 regroupe tous les résultats du dimensionnement des paramètres géométriques du transformateur planaire.

Paramètres géométriques	Bobine primaire	Bobine secondaire
Nombre de spires : n	3	6
Longueur moyenne du conducteur: l_{moy}	83mm	191,6mm
Largeur du conducteur : w	1mm	0,5mm
Épaisseur du conducteur : t	79 μm	79 μm
Distance inter-spires : s	1mm	0,4mm
Diamètre externe de la spirale: d_{ex}	13mm	13mm
Diamètre interne de la spirale : d_{in}	3mm	3mm

Tableau III.2 : Résultat du dimensionnement géométrique du transformateur.

Interprétation

Le tableau III.2 montre des dimensions très réduites, de l'ordre du mm et du μm . Les valeurs des différents paramètres géométriques sont dans les normes des dimensions préconisées pour l'intégration en électronique.

III.5. CONCLUSION

La topologie des inductances planaires a été optimisée pour améliorer les performances des micro-bobines et des micro-transformateurs planaires. Dans ce chapitre nous avons calculé les différentes grandeurs d'un convertisseur Flyback dédié pour les équipements du photovoltaïque. Nous avons dimensionné les différents paramètres géométriques du transformateur du Flyback de façon à réduire la taille du transformateur, ainsi que les différentes pertes énergétiques. La réduction de la taille du transformateur conduit vers la réduction de la taille du convertisseur Flyback qui est notre objectif.

REFERENCES

- [1] Ivan FRANCOIS, « Alimentation à découpage Flyback », Cours sur le site <http://ivan.francois92.free.fr/FLYBACK.pdf>.
- [2] Bruno Estibals, «*Conception, Réalisation et Caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques*», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France. Déc. 2002.
- [3] M. Derkaoui, « intégration d'un transformateur dans une alimentation à découplage de type Flyback », thèse de Doctorat, USTO, 2015.
- [4] N.Azaiz et A. Fettah Youcef, « Etude du comportement magnétothermique d'un transformateur planaire » Memoire de Master, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2018.
- [5] R., Melati « conception d'un nouveau modèle d'inductance », thèse de Doctorat, USTO, 2013
- [6] Jean-Yves Le Chenadec, « Alimentation à découpage, étude, choix et dimensionnement des alimentations à découpage usuelles », Lien du cours : <https://docplayer.fr/20483456-Alimentation-a-decoupage.html>
- [8] Y.khamis « Modélisation des transformateur planaires intégrés Optique/photonique », These de Doctorat , Université Jean Monnet-Saint-Etienne, 2014.
- [9] Dagal Dari Yaya. « Conception, réalisation et caractérisation d'inductances planaires à couches magnétiques » These de Doctorat, Université Jean Monnet- Saint-Etienne,2013 ,France.

CHAPITRE IV :

Comportement électromagnétique du micro-transformateur

Comportement électromagnétique du micro-transformateur

IV.1.INTRODUCTION

Dans le chapitre III, nous avons présenté le dimensionnement géométrique d'un micro-transformateur planaire afin de l'intégrer dans un convertisseur de type Flyback. Dans ce quatrième chapitre nous allons valider le dimensionnement géométrique effectué. Pour cela, nous allons concevoir le circuit électrique du micro-transformateur planaire et calculer les paramètres technologiques issus des effets parasites, afin de valider son bon fonctionnement par simulation, à l'aide du logiciel PSIM. Dans ce chapitre nous allons également étudier les effets électromagnétiques qui se manifestent lors du fonctionnement du micro-transformateur. En se servant du logiciel de simulation COMSOL Multi physique, nous allons donc visualiser la distribution des lignes de champ magnétique, la répartition du flux magnétique et la répartition de la densité de courant à l'intérieur des conducteurs des bobines primaire et secondaire du micro-transformateur,

Notre micro-transformateur planaire est composé de deux bobines spirales planaires, donc pour concevoir son circuit électrique, nous devons d'abord connaître le circuit électrique de la bobine spirale planaire. Les éléments de ce circuit sont issus des différents champs électromagnétiques créés dans la bobine lors de son fonctionnement.

IV.2. CIRCUIT ELECTRIQUE D'UNE BOBINE SPIRALE PLANAIRE

IV.2.1. Les différents effets électromagnétiques

Lorsqu'un courant électrique circule dans une bobine spirale plane différents effets électromagnétiques peuvent apparaître créant ainsi différents champs électriques et magnétiques comme il est indiqué par la figure (VI.1).

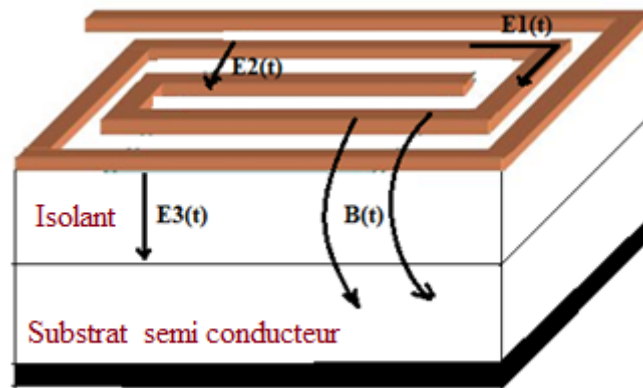


Figure IV.1 : Les différents champs électromagnétiques créés dans une bobine plane spirale [1]

- Le champ électrique au long de l'enroulement spirale $E_1(t)$ est dû à la différence de potentiel entre les deux extrémités de l'enroulement. De ce champ résultent des pertes ohmiques (R_s) dues à la résistivité du conducteur.
- Le champ électrique $E_2(t)$ est la conséquence de la différence de potentiel entre les spires. Il en résulte un couplage capacitif inter- spires (C_s).
- Le champ électrique $E_3(t)$ est la différence de potentiel entre l'enroulement conducteur et le substrat semi-conducteur. Il induit la capacité de couplage (C_{ox}) entre l'inductance et le substrat ainsi que des pertes ohmiques dans le substrat semi-conducteur.
- Le courant électrique qui circule le long de la spirale conductrice crée un champ magnétique $B(t)$.

IV.2.2. Circuit électrique d'une bobine sans noyau magnétique

Le circuit électrique en π de la figure IV.2 a été proposé par Yue et Yong. Ce circuit montre les différents effets parasites associés à la figure IV.1. Les différents éléments du circuit, qu'on appelle les paramètres technologiques sont :

- C_s : Capacité parasite de couplage inter-spires.
- C_{sub} : Capacité parasite de couplage dans le substrat.
- C_{ox} : Capacité parasite de couplage dans l'oxyde.
- R_{Sub} : Pertes ohmiques dans le substrat semi-conducteur.

- R_s : Pertes ohmiques dans l'enroulement conducteur.
- L_s : L'inductance propre série.

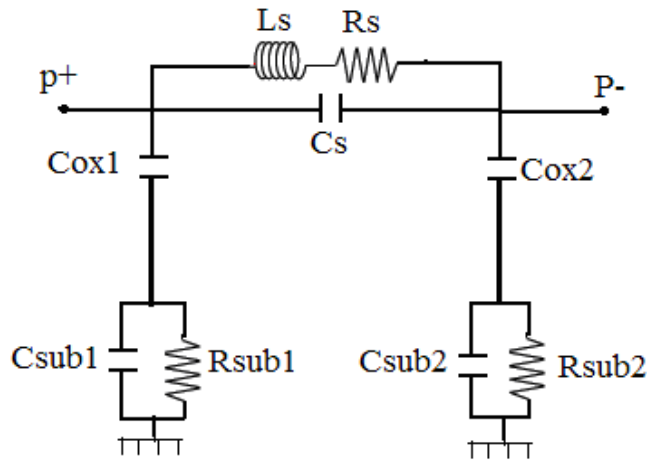


Figure IV.2 : Circuit électrique équivalent en « π » d'une bobine planaire spirale [2]

En concluant de l'hypothèse de symétrie, les éléments parasites C_{ox} , R_{sub} et C_{sub} de l'enroulement sont divisés en deux parties égales et placés de chaque côté des pôles ce qui justifie les relations suivantes :

$$C_{ox1} = C_{ox2} = \frac{C_{ox}}{2} \quad (IV.1)$$

$$C_{sub1} = C_{sub2} = \frac{C_{sub}}{2} \quad (IV.2)$$

$$R_{sub1} = R_{sub2} = 2R_{sub} \quad (IV.3)$$

IV.2.3. Circuit électrique d'une bobine avec noyau magnétique

Quand on insère un noyau ferromagnétique entre le diélectrique et le substrat semi-conducteur un autre élément parasite s'ajoute, c'est la résistance R_{mag} comme il est montré dans la figure IV.3. Cette résistance qui est due aux pertes par effet Joule dans le noyau magnétique s'oppose au passage des courants induits par effet capacitif.

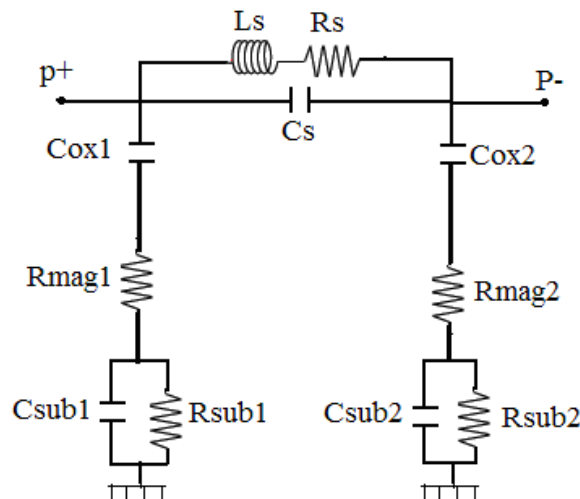


Figure IV.3 : Circuit électrique d'une inductance planaire ferromagnétique [3].

IV.3. CIRCUIT ELECTRIQUE DU MICRO-TRANSFORMATEUR PLANAIRE

IV.3.1. Conception du micro-transformateur planaire

La conception de notre micro-transformateur est basée sur l'empilement de deux bobines spirales planaires séparées par une couche à base de matériau magnétique Iron powder. Cette couche magnétique représente le noyau du micro-transformateur. Pour isoler le noyau des enroulements des bobines primaire et secondaire, on les sépare par deux couches à base de matériau diélectrique en Kapton. Chaque bobine est munie d'un substrat semi-conducteur à base de silicium (figure IV.4).

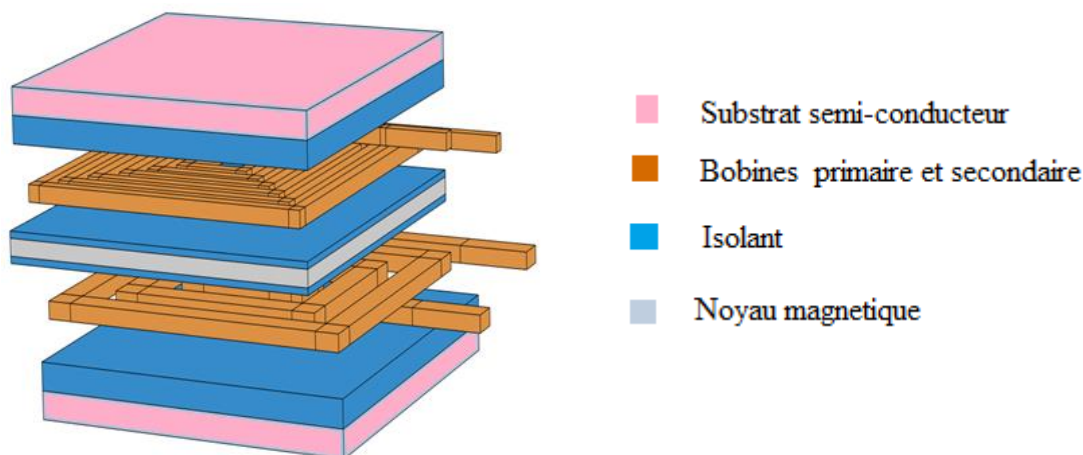


Figure IV.4 : Empilement des différentes couches du micro-transformateur

IV.3.2. Circuit électrique du micro-transformateur planaire

Lorsqu'un courant I_1 circule dans la bobine primaire, un courant I_2 apparaît dans la bobine secondaire et une différence de potentiel apparaît entre les différentes couches empilées du micro-transformateur comme il est montré dans la figure précédente IV.1. Ces différences de

potentiel génère des effets parasites capacitifs et résistifs. Les éléments issus de ces effets parasites s'appellent les paramètres technologiques et sont représentés par la figure IV.5.

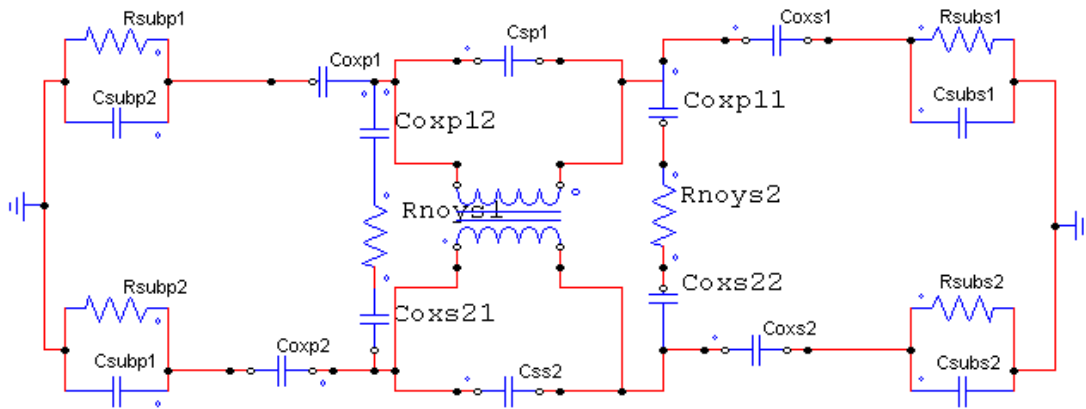


Figure IV.5 : Circuit électrique du micro-transformateur planaire

IV.3.3. Calcul des paramètres technologiques du micro-transformateur planaire

Les valeurs présentées dans les tableaux IV.1, IV.2, et IV.3, nous aident à calculer les valeurs des paramètres technologiques du micro-transformateur planaire dimensionné.

➤ **Caractéristiques électriques des matériaux**

Matériaux	Permittivités électriques des Matériaux
Vide	$\epsilon_0 = 8.85 \text{ pF} \cdot \text{m}^{-1}$
Kapton (isolant)	$\epsilon_{kap} = 3,4$
Substrat en silicium (semi-conducteur)	$\epsilon_{Si} = 11.8$

Tableau IV.1: Permittivités électriques des matériaux.

Matériaux	Résistivité électriques des Matériaux A température ambiante
Noyau (Iron powder)	$\rho_{noy} = 6.10^{-7} \Omega\text{m}$
Silicium	$\rho_{Si} = 18.5 \Omega\text{m}$
Cuivre	$\rho_{cu} = 1.7.10^{-8} \Omega\text{m}$

Tableau IV.2: Résistivités électrique des matériaux.

Epaisseurs des différentes couches	Valeurs
L'épaisseur du noyau	$e_{noy} = 180 \mu\text{m}$
Epaisseur du substrat en silicium	$e_{sub} = 200 \mu\text{m}$
Epaisseur l'isolant en Kapton	$e_{kap} = 100 \mu\text{m}$
Epaisseur des spires des bobines en cuivre	$t = 79 \mu\text{m}$

Tableau IV.3: Epaisseurs des différentes couches

Pour calculer tous les valeurs des paramètres technologiques, nous utilisons les expressions ci-dessous, ainsi que les valeurs des paramètres géométriques : $w_1 = 1mm$, $w_2 = 0,5mm$, $l_{1moy} = 83 mm$, $l_{2moy} = 191,6mm$, $S_1 = 1mm$, $S_2 = 0,4mm$ $t_1 = t_2 = 79\mu m$

On modélise habituellement les capacités dans une inductance intégrée à partir du concept de capacité à plaques parallèles:

$$C_{ox1} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_{ox} \frac{A'}{e_{kap}} \tag{IV.4}$$

$$C_{sub1} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_{si} \frac{A'}{e_{sub}} \tag{IV.5}$$

$$C_s = \epsilon_0 \frac{t.l_{moy}}{s} \tag{IV.6}$$

Les expressions appropriées pour les résistances du substrat et du ferrite sont données par les relations suivantes :

$$R_{sub} = \rho_{si} \frac{e_{sub}}{A'} \tag{IV.7}$$

$$R_{noy} = \rho_{noy} \frac{e_{noy}}{A} \tag{IV.8}$$

A' est la section du ruban conducteur en contact avec l'isolant $A' = (l_{moy} \cdot w)$ et l_{moy}, w sont la longueur moyenne et la largeur l'épaisseur du ruban conducteur.

➤ **Valeurs calculées des paramètres technologiques**

Les valeurs des paramètres technologiques calculées sont regroupées dans le tableau IV.4

Paramètres technologiques	Valeur calculées	
	Bobine Primaire	Bobine Secondaire
C_s (pF)	$C_{SP} = 0,058$	$C_{Ss} = 0,33$
C_{ox} (pF)	$C_{oxp} = 24,97$	$C_{oxs} = 28,82$
C_{sub} (pF)	$C_{subp} = 43,33$	$C_{subs} = 50,02$
R_{sub} (Ω)	$R_{subp} = 44,57$	$R_{subs} = 38,62$
R_{noy} (Ω)	$R_{noyp} = 13,01.10^{-7}$	$R_{noys} = 11,30.10^{-7}$
R_s (Ω)	$R_{Sp} = 1,78.10^{-2}$	$R_{Ss} = 8,24.10^{-2}$

Tableau IV.4: Valeurs des paramètres technologiques du transformateur planaire

IV.3.4. Résultats et interprétations

L'objectif du dimensionnement géométrique de notre transformateur est de réduire son volume ainsi que les pertes énergétique. Pour aboutir à ces objectifs, les paramètres technologiques doivent vérifier les conditions suivantes :

- Les capacités C_{Sub} , C_{ox} doivent être très faibles, pour éviter tout passage des courants parasites dans le substrat.
- La capacité C_s doit également être très faible pour éviter le court-circuit entre les spires de chacune des bobines primaire et secondaire.
- R_s doivent être négligeable, pour limiter les pertes par effet Joule.
- R_{noy} doit être assez grande pour éviter la circulation des courants parasites dans le noyau.
- La résistance R_{sub} est grande afin de s'opposer au passage des courants induits par effet capacitif.

Nous concluons que les résultats obtenus sont en accord avec les objectifs souhaités, à l'exception des valeurs R_{noyp} et R_{noys} . Mais ces faibles valeurs n'influent pas sur le fonctionnement du transformateur car les très faibles valeurs des capacités C_{oxp} et C_{oss} ne favorisent pas le passage de courants importants dans le noyau.

IV.4. FORMES D'ONDES DES COURANTS ET TENSIONS

Afin de valider le bon dimensionnement géométrique du micro-transformateur planaire et nous assurer que suite à ce dimensionnement tous les effets parasites sont atténués, nous allons simuler les formes d'ondes du courant de sortie et de la tension de sortie du convertisseur Flyback, dans lequel sera intégré le micro-transformateur dimensionné. Le logiciel utilisé est PSIM6.0.

Dans un premier temps, nous testons d'abord le bon fonctionnement du Flyback contenant un transformateur idéal (Figures IV.6, IV.7, IV.8).

IV.4.1. Convertisseur Flyback avec un transformateur idéal

Les valeurs des bobines primaire et secondaire, ainsi que les valeurs de la capacité et de la résistance de charge ont été calculées au chapitre III (voir tableau III.1).

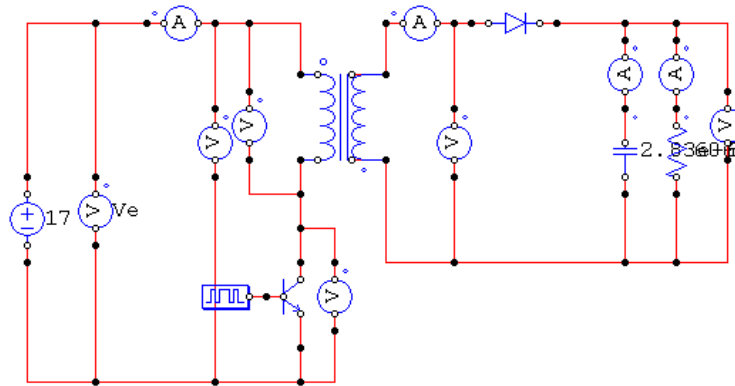


Figure IV.6 : Circuit électrique du Flyback contenant un transformateur idéal

IV.4.1.1. Simulation de la tension et courant de sortie

➤ Tension de sortie

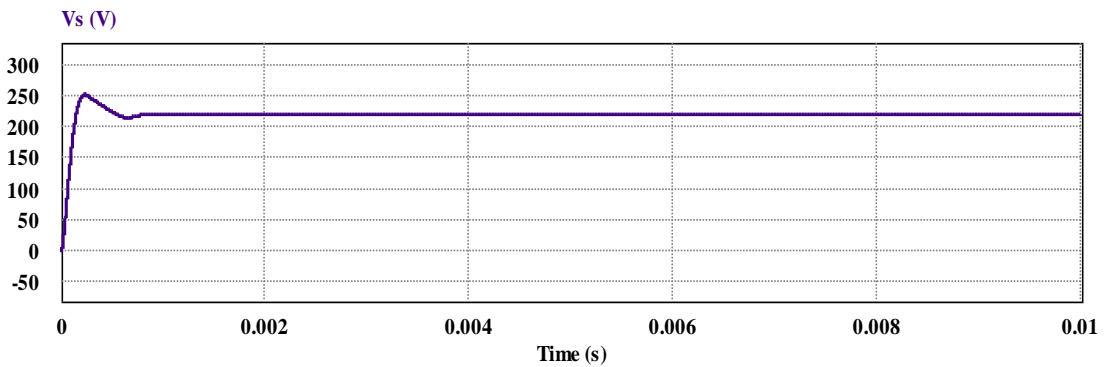


Figure IV.7 : La tension de sortie du Fly back contenant un transformateur idéal.

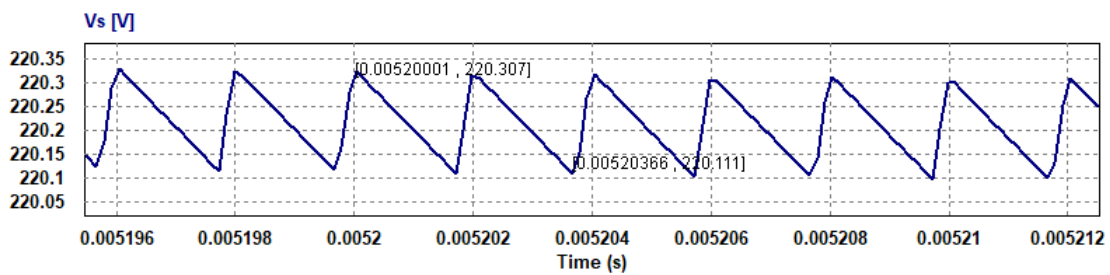


Figure IV.8 : Ondulation de la tension de sortie du Fly back contenant Transformateur idéal

➤ Courant de sortie

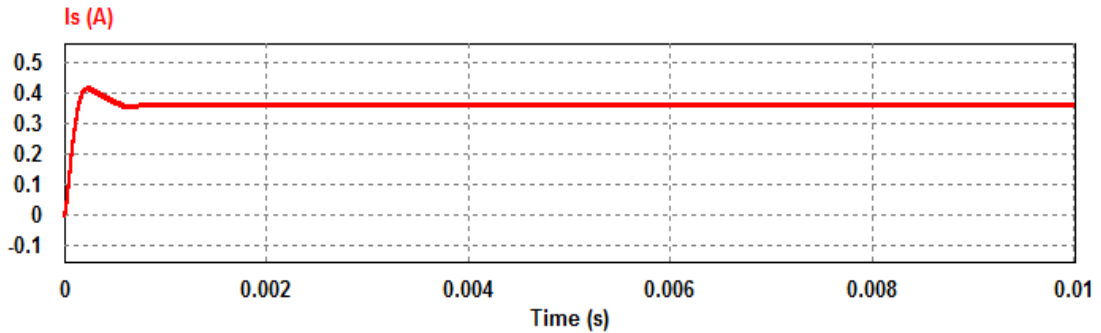


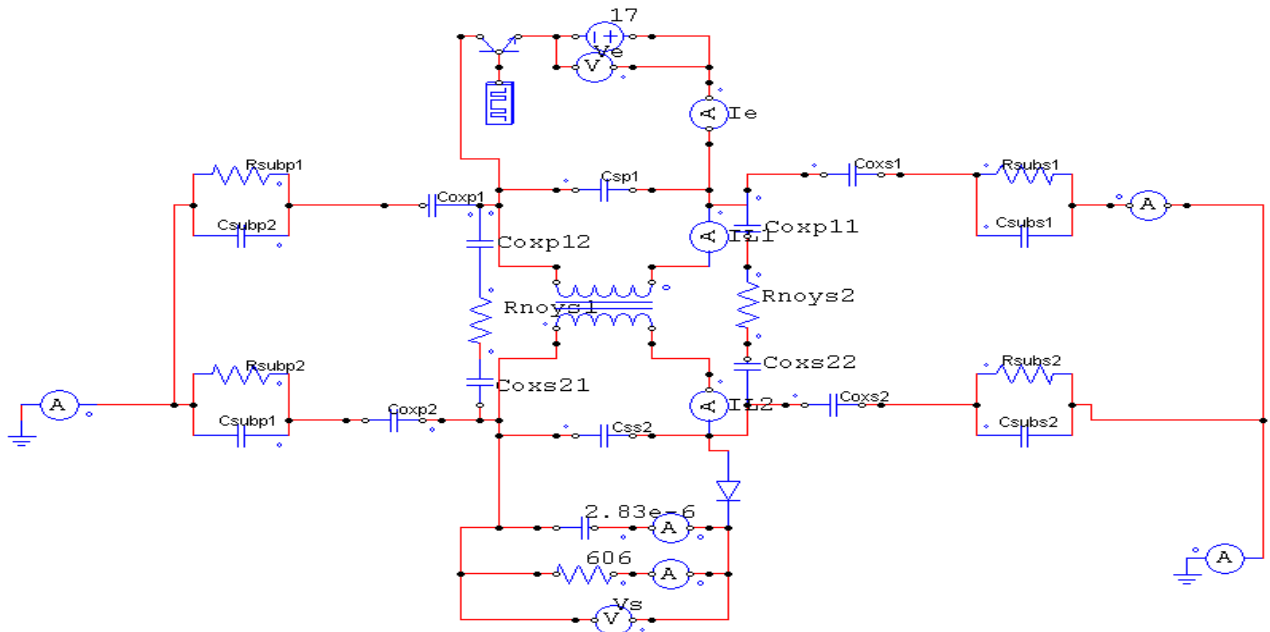
Figure IV. 9: Courant de sortie du Fly back contenant un transformateur idéal

➤ Interprétation des résultats

Pour le transformateur idéal, les résultats de simulation présentés par les figures IV. 7, IV.8 et IV.9 sont excellents : le courant de sortie et la tension de sortie sont continus et leurs valeurs sont conformes aux cahiers des charges du Flyback. La valeur du courant est 0.363A, et les valeurs de la tension de sortie varient entre 220,111V et 220.307V ce qui donne une ondulation $\Delta V=0.098\%V$.

IV.4.2. Convertisseur Flyback contenant le micro-transformateur planaire

Nous remplaçons le transformateur idéal du Flyback de la figure IV.6 par le micro-transformateur planaire dimensionné, ensuite, nous simulons les formes d’ondes des courant et tension de sortie du convertisseur Flyback (Figures IV.10 jusqu’à IV.13).



FigureIV.10 : Circuit électrique du Flyback contenant le micro-transformateur planaire

IV.4.2.1. Simulation de la tension et courant de sortie du Flyback.

➤ **Forme d'ondes des tensions**

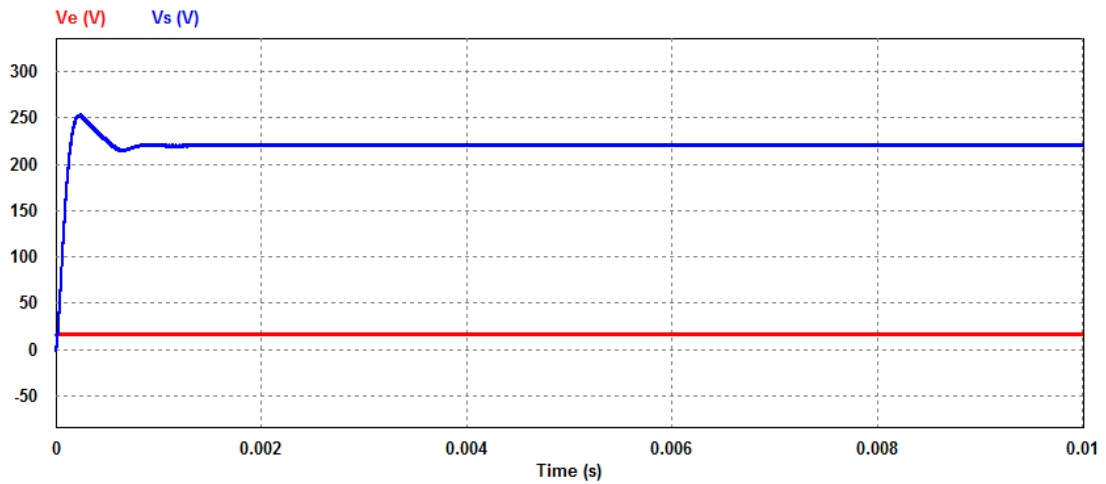


Figure IV.11 : Tensions d'entrée et sortie du flyback contenant le micro-transformateur planaire.

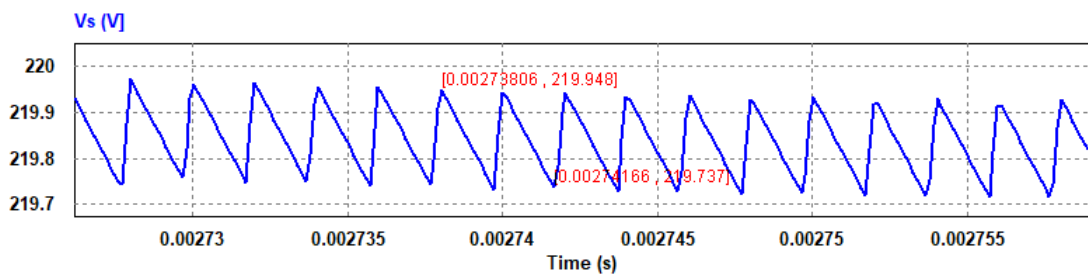


Figure IV.12 : Ondulation de la tension de sortie du Fly back contenant le micro-transformateur planaire

➤ **Forme d'ondes du courant de sortie**

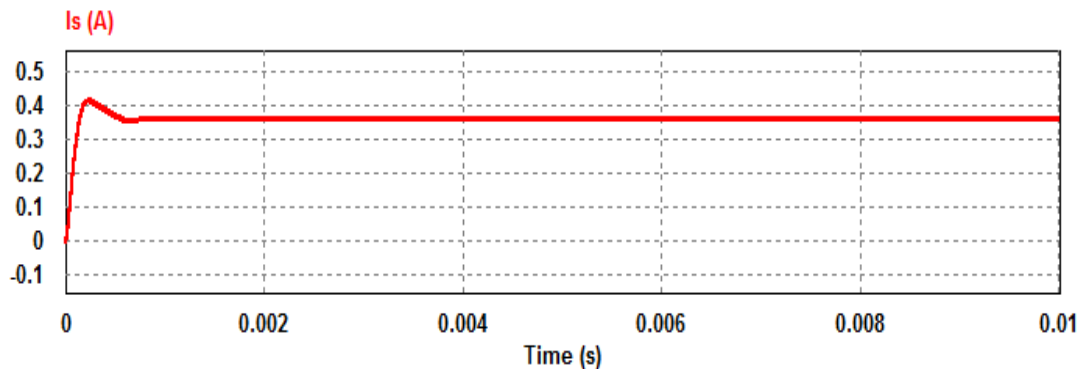


Figure IV.13 : Courant de sortie du Fly back contenant le transformateur planaire.

➤ **Interprétation des résultats**

Les résultats obtenus sont très satisfaisants, le courant et la tension de sortie sont continus et leurs valeur sont très proches des valeurs exigées par le cahier des charges du Flybck. La valeur du courant de sortie est de 0.362A et la tension de sortie varie de 219.737V à 219.948V (voir figure IV.12), ce qui correspond à une ondulation de 0.1% V.

Suite à ces résultats, nous conclusion que le dimensionnement géométrique du micro-transformateur planaire a donné de bons résultats.

IV.5. SIMULATION DES PHENOMENES ELECTROMAGNETIQUES

La simulation numérique représente un outil puissant permettant de mieux comprendre les phénomènes électromagnétiques. Le logiciel de simulation numérique que nous avons utilisé dans ce travail est le COMSOL Multiphysique.

L'étude électromagnétique réalisée, consiste à visualiser la distribution des lignes de champ magnétique, la répartition du flux magnétique dans le micro-transformateur et la densité du courant à l'intérieur des conducteurs des bobines primaire et secondaire. La simulation de ces grandeurs électromagnétiques, passe par plusieurs étapes telles que : la prise en compte de la géométrie et des dimensions du micro transformateur et l'introduction des propriétés physiques des matériaux utilisés.

IV.5.1.Modèle physique du transformateur planaire et conditions initiales

IV.5.1.1.modèle physique

Le modèle physique du micro-transformateur est présenté dans la figure IV.14, montrant ses deux faces. La première face contient la bobine primaire, et la deuxième contient la bobine secondaire.

IV.5.1.2. Conditions initiales

La simulation nécessite également des conditions initiales pour notre domaine d'étude. Les points A et B de la figure V.14 (a) représentent respectivement l'entrée et la sortie du courant primaire I_1 , tandis que A' et B' (figure V.14 (b)) représentent l'entrée et la sortie du courant I_2 induit dans la bobine secondaire.

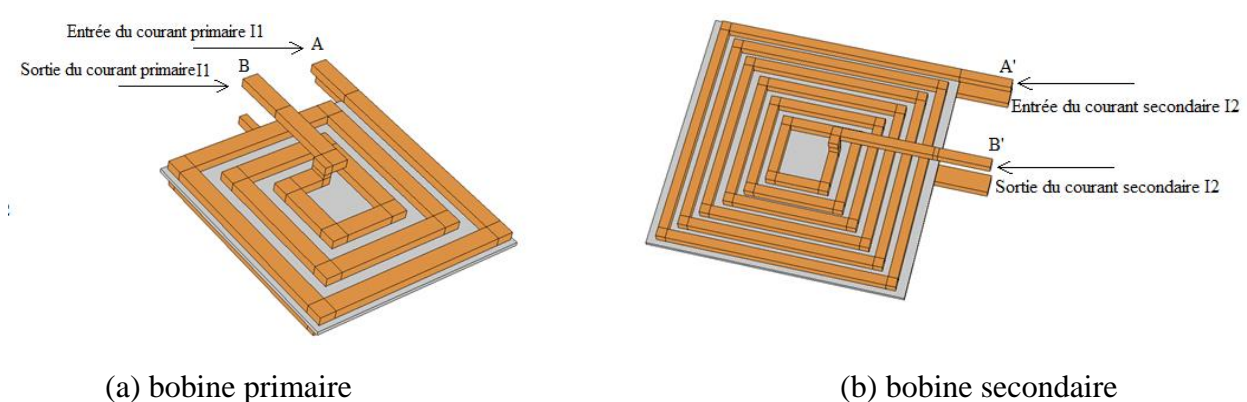


Figure IV.14: Modèle physique et conditions initiales : entrée et sortie des courants.

IV.6. RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION

IV.6.1. Distribution des lignes de champ magnétique

La figure IV.15 montre la distribution des lignes de champ magnétique dans le micro-transformateur planaire. Nous remarquons que cette distribution est dans les normes (figure IV15 (a)). Les lignes de champ magnétique issus de la bobine primaire enveloppent la bobine secondaire (figure IV15 (b)). La coupe transversale du micro-transformateur planaire (figure IV15 (c)) montre que toutes les lignes de champ magnétique traversent les centres du primaire et du secondaire. Les résultats sont donc satisfaisants.

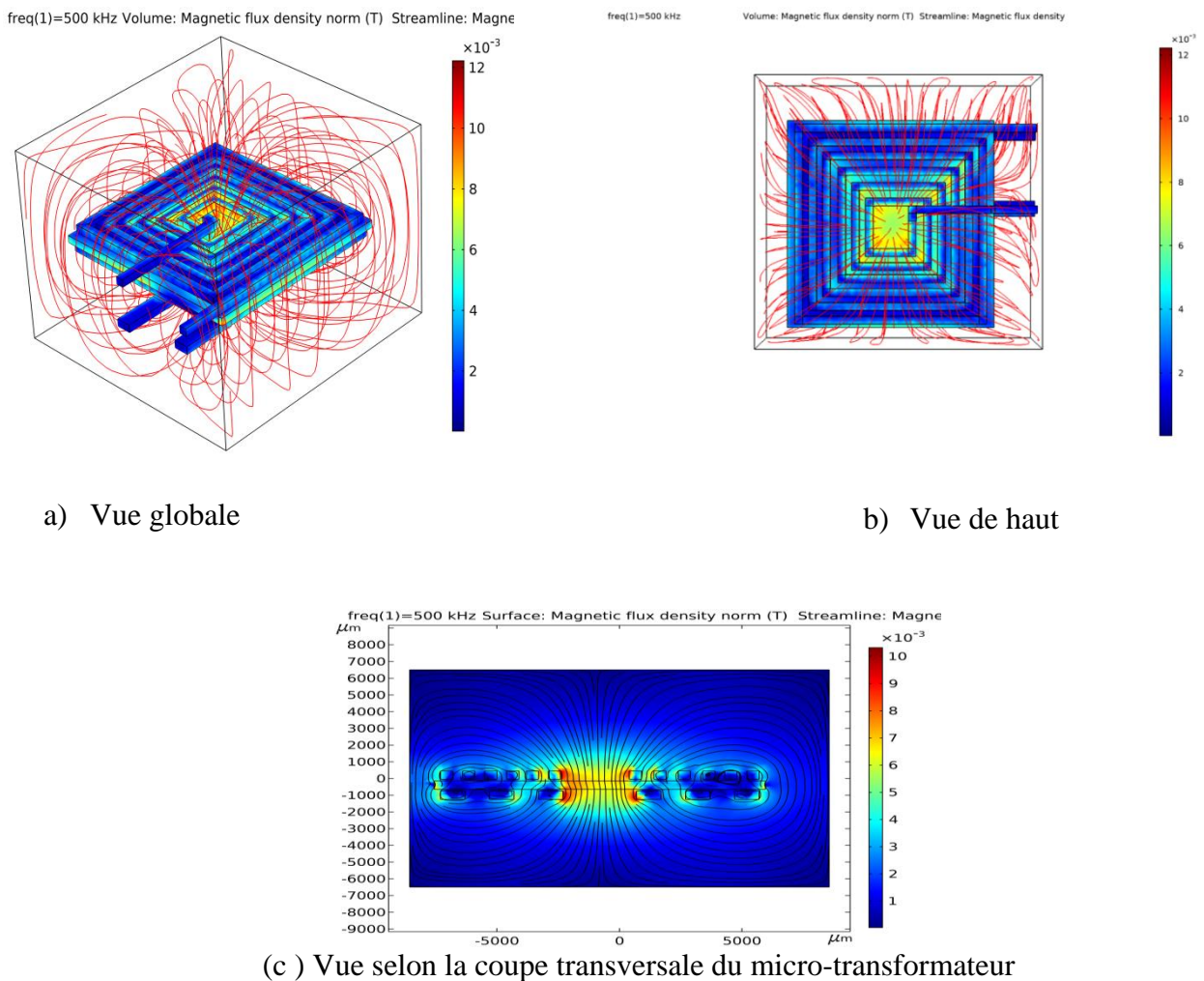
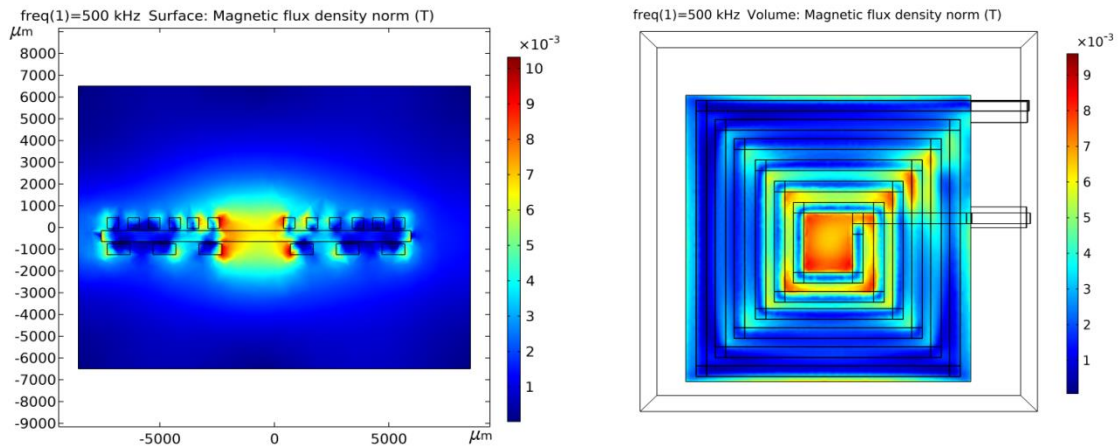


Figure IV.15. Distribution des lignes de champ magnétique

IV.6.2. répartition du flux magnétique

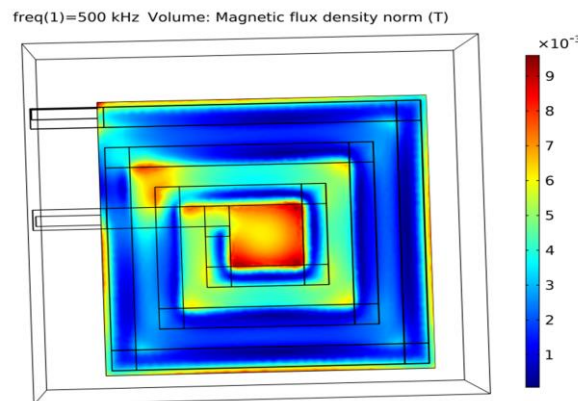
La figure IV.16. présente la répartition de la densité du flux magnétique dans les bobines primaire et secondaire. On observe qu’au centre du micro-transformateur, le flux atteint son maximum (figure IV.15 (a)). Ceci est dû à la grande concentration des lignes de champ magnétique dans cette région. Nos observations sont consolider par les figures IV.15 (b) et

(c) qui montrent une répartition plus claire de la densité de flux magnétique dans les bobines primaire et secondaire.



(a) Vue selon la coupe transversale du micro-transformateur

(b) Vue sur la bobine secondaire



(c) vue sur la bobine primaire

Figure IV.16. Répartition du flux magnétique dans les bobines primaire et secondaire

IV.6.3. Répartition de la densité de courant électrique dans les conducteurs

La figure IV.17 montre la répartition de la densité de courant électrique à l'intérieur des conducteurs des bobines primaire et secondaire. Nous remarquons que le courant dont la densité est comprises entre $0,5 \cdot 10^8 \text{ A/m}^2$, et $1 \cdot 10^8 \text{ A/m}^2$ traverse toute la section des deux conducteurs donc on peut dire que l'effet de peau est bien contourné. La densité de courant est presque uniformément répartie sur les sections des deux enroulements, à l'exception des frontières intérieures des deux spires internes du primaire et du secondaire ou sa valeur est maximale. Ce phénomène est dû au champ magnétique qui est plus intense au centre du micro-transformateur

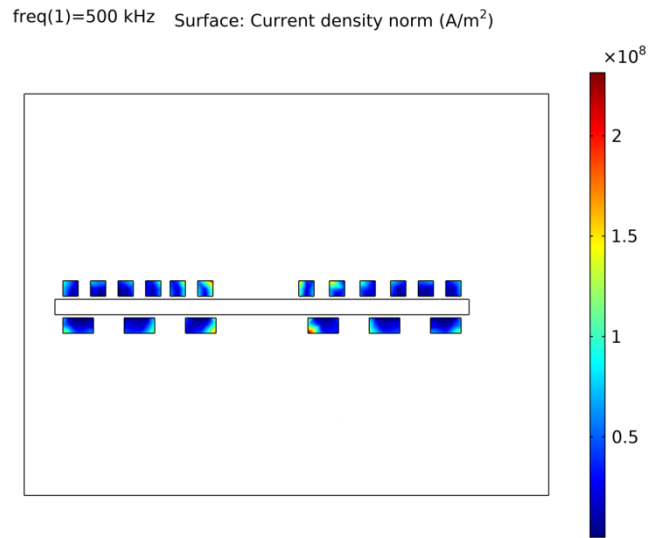


Figure IV.17. Répartition de la densité de courant à l'intérieur des conducteurs

Les figures IV.18 et IV.19 nous montrent la densité du courant électrique en chiffre dans les bobines primaire et secondaire du micro-transformateur planaire. Ces résultats confirment ceux de la figure IV.17, et indiquent qu'il n'y a pas de courants parasites entre les spires, ce qui valide le bon dimensionnement géométrique du micro transformateur.

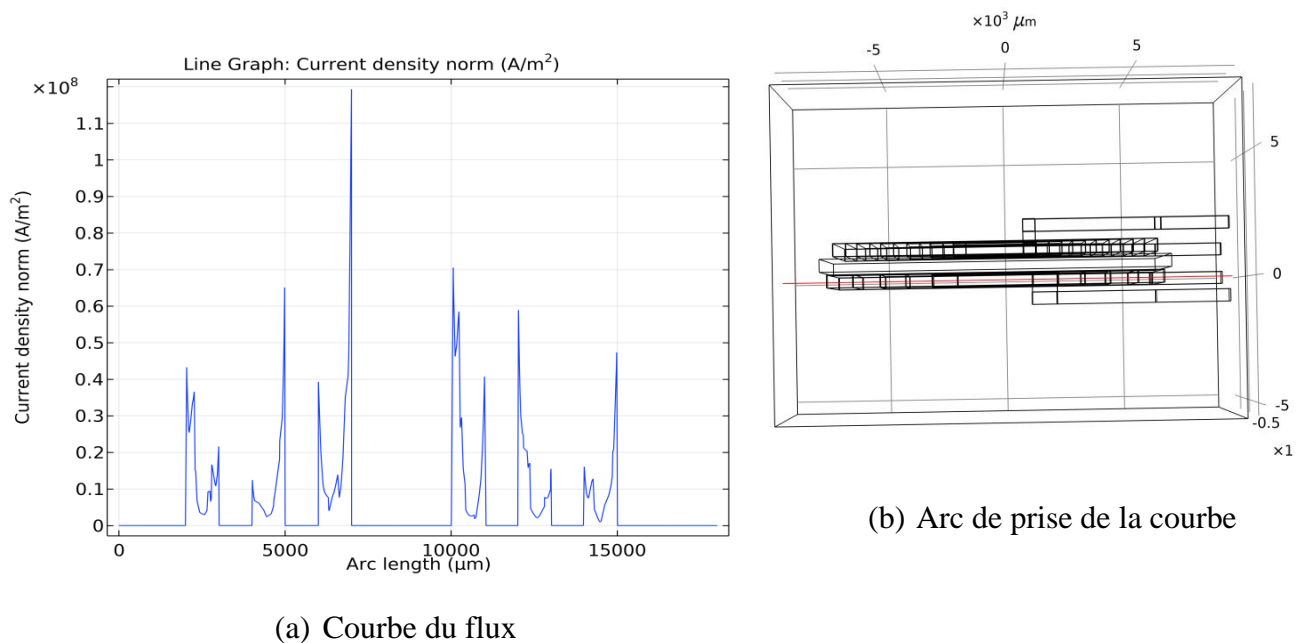


Figure IV.18 : Courbe de la densité de courant dans la bobine primaire

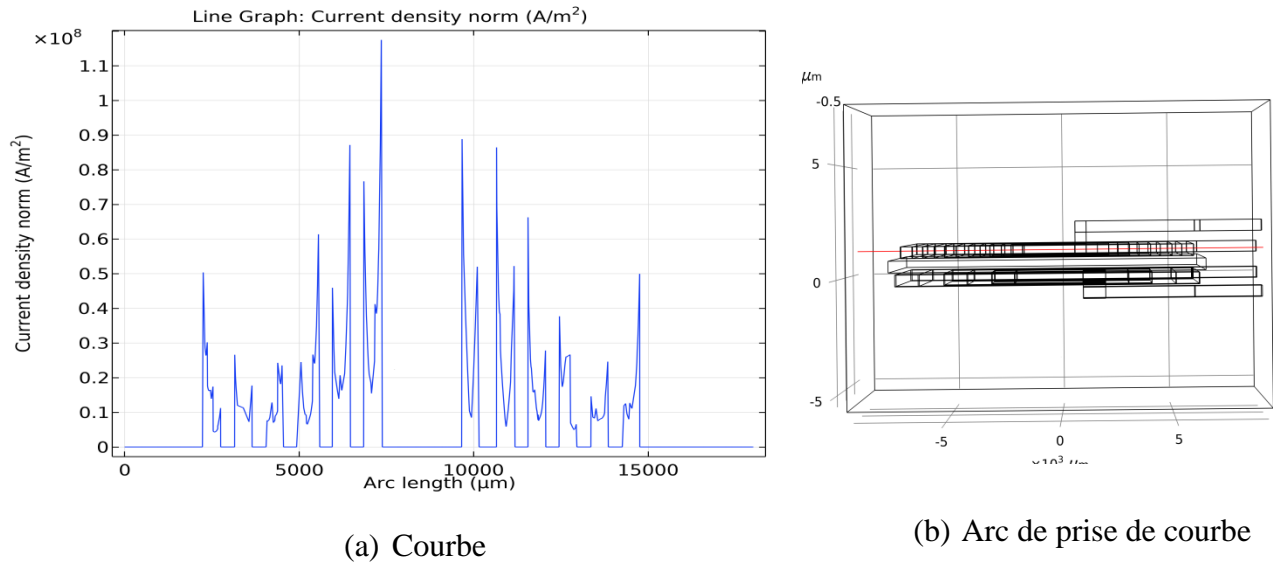


Figure IV.19 : Courbe de la densité de courant dans la bobine secondaire

IV.7. CONCLUSION

Le but de notre étude dans ce quatrième chapitre est la conception du circuit électrique de notre micro-transformateur planaire dimensionnée au chapitre III et sa modélisation électromagnétique afin de l'intégrer dans un convertisseur de type Flyback destiné aux énergies renouvelables. Le micro-transformateur planaire est composé de plusieurs couches empilées, à savoir : deux bobinages plans carrés en cuivre, quatre couches isolantes, une couche magnétique et deux couches semi-conductrices.

L'ordre de l'empilement des différentes couches, nous a aidé à poser le circuit électrique du micro-transformateur et à partir des valeurs calculées des paramètres technologiques, nous avons déduit que les effets parasites ont été très considérablement réduits.

Afin de valider nos résultats, nous avons effectué une simulation avec le logiciel PSIM6.0 des formes d'ondes du courant de sortie et des tensions du convertisseur Flyback contenant le micro-transformateur planaire dimensionné. Les formes d'ondes étaient conformes à celles de la littérature et les valeurs mesurées étaient très proches de celles exigées par le cahier des charges. La validation du bon comportement électromagnétique du micro-transformateur planaire était effectuée par le logiciel de simulation COMSOL Multiphysique. Les résultats de simulation étaient satisfaisants.

REFERENCES

- [1] N.Himour, « etude et simulation des effets électromagnétique que dans les micro-bobines », Mémoire de Master, Université de Mostaganem, Juin 2016.
- [2] C. Patrick Yue, S. Simon Wong, « Physical modeling of spiral inductors on silicon », IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.47, No. 3, Mars 2000.
- [3] R. Melati, A.Hamid,T.Lebey,"Design of a new electrical model of a ferromagnetic planar moductor for its integration in a micro-converter ",Mathematical and computer Madelling, Vol 57,pp 200-227,Janvier 2013.
- [4] A.Zehri, « Contribution à l’optimisation et la gestion de l’énergie photovoltaïque » Mémoire de Master, Universite Abdelhamid Ibn Badis – Mostaganem, Juin2020

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Ce projet d'électronique de puissance a été un énorme bénéfice et une première approche de dimensionnement de convertisseur d'énergie dédié pour l'énergie photovoltaïque. Nous avons pu tester nos connaissances en la matière. D'autre part, nous avons pu analyser nos raisonnements et nos résultats. Nous pouvons dire que les résultats obtenus étaient satisfaisants

Le travail présenté dans ce mémoire représente une contribution à l'intégration des éléments passifs inductifs pour des applications de puissance. Sur la base d'étude des besoins énergétiques actuels, nous avons essayé d'identifier les principaux verrous technologiques à l'intégration d'un transformateur planaire, pour pouvoir résoudre certains problèmes de dimensionnement tout en préservant le bon fonctionnement et la fiabilité du composant concerné.

Notre objectif majeur est le dimensionnement géométrique d'un transformateur planaire, afin de l'intégrer dans un convertisseur de type Fly-back destiné à la conversion d'énergie photovoltaïque. À partir des conditions de fonctionnement du système photovoltaïque, nécessitant un cahier des charges bien défini du convertisseur Fly-back et exigeant la réduction de sa taille, nous avons entamé notre travail.

Notre plan de travail était le suivant :

Notre convertisseur Fly-back étant destiné pour l'énergie photovoltaïque, la présentation de l'élément de base des systèmes PV était nécessaire, donc, nous avons débuté ce mémoire par la présentation des cellules photovoltaïques, leurs principes de fonctionnement, leurs paramètres électriques et les différents systèmes de conversion photovoltaïque. Les différents rangements des convertisseurs statiques dans les systèmes photovoltaïques sont aussi présentés dans le premier chapitre.

En se basant sur les données du cahier des charges d'un convertisseur Fly-back, nous avons calculé les paramètres géométriques de son transformateur. Dans un premier temps, nous avons opté pour de transformateur qui était de type planaire, constitué par deux bobines primaire et secondaire de formes géométriques spirales planaires carrées. Si le transformateur planaire est bien dimensionné, il peut occuper un volume très réduit. Le dimensionnement géométrique de ce dernier est effectué de sorte à atténuer tous les effets parasites.

Suite aux dimensions géométriques très réduites du transformateur qui sont de l'ordre du millimètre et du micromètre, nous nous sommes permis de le nommer « micro-transformateur »

Le circuit électrique proposé du micro-transformateur, nous a permis de calculer ses paramètres technologiques.

Afin de valider les résultats du dimensionnement géométrique effectué, nous avons utilisé le logiciel PSIM6 pour simuler les formes d'ondes du courant et de la tension de sortie d'un Fly-back contenant notre micro-transformateur. Les formes d'ondes obtenues sont conformes à celles de la littérature et les valeurs mesurées sont très proches de celles du cahier des charges.

L'étude du comportement électromagnétique de notre micro-transformateur est effectuée par le logiciel de simulation COMSOL multi-physique. Ce logiciel a permis de visualiser la distribution du champ magnétique ainsi que la répartition du flux magnétique. Pour nous assurer que l'effet de peau est totalement contourné, nous avons simulé la répartition de la densité de courant à l'intérieur des conducteurs des bobines primaire et secondaire. Les résultats étaient très satisfaisants. Nous avons clôturé ce mémoire par une conclusion générale.