République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MOHAMED BOUDIAF

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MAGISTER

SPECIALITE: ELECTROTECHNIQUE

OPTION: INTEGRATION POUR L'ELECTRONIQUE DE

PUISSANCE ET MATERIAUX

Présenté par

Mr MIMOUNI Redouane
SUJET DU MEMOIRE

INTEGRATION D'UNE BOBINE DANS UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE

SOUTENU le :01/07/2012

DEVANT LE JURY COMPOSE DE :

Président	Mr. Abdelhalim TAIEB-BRAHIMI	Professeur	USTOMB
Encadreur	Mr. Azzedine HAMID	Professeur	USTOMB
Co-encadreur	Mr. Mohamed RIZOUGA	Maître de conférence A	USTOMB
Examinateur	Mr. Mohamed BOURAHLA	Professeur	USTOMB
Examinateur	Mr. Norredine BENNOUZA	Maître de conférence A	USTOMB

بسم الله الرحمن الرحيم

﴿ أُولَمْ يَرَ الَّذِينَ كَفَروا أَنَّ السَّمَاوَاتِ وَالْأَرض كَانَتَا رَتْقاً فَفَتَقْنَاهُمَا وَجَعَلْنَا مِن اللَّهِ كُلَّ شَيءٍ حَيِّ أَفَلاَ يُؤْمِنُونَ ﴾ اللَّهِ كُلُّ شَيءٍ حَيٍّ أَفَلاَ يُؤْمِنُونَ ﴾ الأنبياء: 30

﴿ هُوَ الَّذِي حَلَقَ لَكُم مَّا فِي الأَرْضِ جَمِيعاً ثُمَّ اسْتَوى إِلَى السَّمَآءِ فَسَوَّاهُنَّ سَبْعَ سَمَاوَاتٍ وَهُوَ بِكُل شَيءٍ عَلِيمٌ ﴾ سَمَاوَاتٍ وَهُوَ بِكُل شَيءٍ عَلِيمٌ ﴾ البقرة: 29

﴿اللهُ الَّذِي يُرْسِلُ الرِّيَاحَ فَتُثِيرُ سَحَاباً فَيَبْسُطُهُ فِي السَّمَآءِ كَيْفَ يَشَآءُ وَيَجْعَلُهُ كِسَفاً فَتَرَى الوَدْقَ يَخْرُجُ مِنْ خِلالِهِ فَإِذَا كَيْفَ يَشَآءُ وَيَجْعَلُهُ كِسَفاً فَتَرَى الوَدْقَ يَخْرُجُ مِنْ خِلالِهِ فَإِذَا أَصَابَ بِهِ مَنَ يَشَآءُ مِنْ عِبَادِهِ إِذَا هُمْ يَسْتَبْشِرُونَ ﴾

الروم: 48



REMERCIEMENTS

Je tient à remercier mon encadreur dans un premier temps Pr. Hamid Azzedine, Professeur à l'université des sciences et de la technologie d'Oran de m'avoir guidé pour mené à bien le travail de mon mémoire, je remercie aussi Dr RIZOUGA Mohamed, maître de conférence à l'université des sciences et de la technologie d'Oran, pour ces nombreux conseils, son soutien tout au long de ma thése.

Je remerçie également toute l'équipe du laboratoire d'intégration pour l'électronique de puissance et matériaux, à Melle DARKAOUI Mokhtaria, Mme MELATI Rabia et GUETTAF Yacine, pour leurs aides tout au long de ma thése.

Mes remerciements sont également adressés à tous les membres de l'administration de la faculté de génie électrique et tout spécialement pour Monsieur le doyen Pr HAMID Azzedine.

Je remerçie tout particuliérement Monsieur TAIEB BRAHIMI Abdelhalim, professeur à l'université des sciences et de la technologie d'Oran d'avoir accepté de présider mon jury, je remerçie aussi monsieur BOURAHLA Mohamed, professeur à l'université des sciences et de la technologie d'Oran et monsieur BENNOUZA Noreddine maître de conférence à l'université des sciences et de la technologie d'Oran, d'avoir accepté de participer au jury de cette thése



DEDICACES

A la mémoire de mon Père,

A ma très chère Mère,

A mon frère Louafi,

A mes sœurs, Latifa, Manel et Salima

A mes neveux Said et Riad ainsi que mes deux nièces Rana et Yara,

A ma tante Fatima,

A tous mes amis et spécialement pour : Sifou, Farah, Sarah et Nesrine

A toutes les familles : MIMOUNI et BOUTERFAS,

A tous ceux qui m'ont aidés de prés ou de loin.

Je dédie ce travail.



Résumé

La Conception optimale des composants passifs est importante pour l'intégration monolithique des convertisseurs DC utilisés en électronique de puissance. Notre travail est consacré à la modélisation et la simulation d'inductances de forme spirale, planaire carrée en vu de l'intégrer dans différentes alimentations à découpages.

La première étape consiste en le dimensionnement de notre bobine carrée, à partir de différents cahiers de charges, et des paramètres géométriques qui sont reliés entre eux par un ensemble d'équations dédiées à ce type de topologies, ainsi qu'à la résolution des problèmes liés au substrat (épaisseur, perméabilité, effet de peau, ...).

Le comportement électrique, du modèle compact choisi, est décrit par des expressions analytiques dont la résolution est faite en utilisant le logiciel MATLAB V6.5. Une étude à la fin est consacrée à l'influence du matériau magnétique sur le dimensionnement de la micro bobine. Toutes les simulations des différentes alimentations à découpages sont faites avec le logiciel Psim.

Mots-clés

composants passifs, Intégration, électronique de puissance, Inductance planaire carrée, Facteur de qualité, intégration hybride, alimentation à découpage.

Table des matières

1	Intr	roduct	ion	13
	1.1	Introd	luction	13
1.2 Intégration des composants passifs			ration des composants passifs	16
		1.2.1	Les composants passifs	16
		1.2.2	Les composants passifs intégrés	27
		1.2.3	Quelques exemples de prototypes intégrés	29
1.3 L'intégration des composants passifs appliquée à l'électro			gration des composants passifs appliquée à l'électronique	
de puissance		issance	32	
		1.3.1	L'integration hybride	33
		1.3.2	Intégration monolithique	39
	1.4	conclu	ısion	41
2	Les	bobin	es intégrées et les techniques associées	43
	2.1	Introduction		43
	2.2	.2 Généralités sur les bobines intégrées		
		2.2.1	Champs d'applications des micros bobines	44
	2.3 Différentes topologies d'inductances intégrées		entes topologies d'inductances intégrées	47
		2.3.1	Structure Solénoïdale ou Toroïdale	47
		2.3.2	Structure de type spirale	49
		2.3.22.3.3		49 50
	2.4	2.3.3	Structure de type spirale	
	2.4	2.3.3	Structure de type spirale	50

	2.5	Etapes de fabrication relatives aux grandes familles de micros				
		bobin	es	56		
		2.5.1	Bobine de type spirale	56		
		2.5.2	Bobine toroïdale	57		
		2.5.3	Bobine en serpentin	58		
	2.6	Modé	lisation d'une inductance planaire	59		
		2.6.1	Différentes méthodes simplifiées	60		
		2.6.2	Facteur de qualité	63		
	2.7	Concl	usion	66		
3	Din	nensio	nnement d'une micro bobine pour une alimenta	_		
J			coupage	67		
	3.1		luction	67		
	3.2	Différ	entes structures d'alimentations à découpages	68		
		3.2.1	Structures non isolée	69		
		3.2.2	Structures non isolée intégrée	71		
		3.2.3	Structures isolées	71		
		3.2.4	Structure isolée intégrée	75		
	3.3	Alime	entation à découpage non isolée de type Buck avec une			
		inductance discrète				
		3.3.1	Dimensionnement du condensateur de sortie	78		
		3.3.2	Dimensionnement de l'inductance	78		
		3.3.3	Simulation d'une alimentation à découpage de type			
			buck avec inductance discrète	78		
	3.4	Alime	entation à découpage non isolée de type buck avec une			
		induct	tance intégrée	82		
		3.4.1	Choix du matériau	83		
		3.4.2	Dimensionnement de la micro bobine Spirale planaire			
			carrée	84		
		3.4.3	Simulation d'une alimentation à découpage de type			
			buck avec inductance intégrée	91		

	3.5.2	Dimensionnement de l'inductance 96
	3.5.3	Simulation d'une alimentation à découpage de type
		Boost avec une simple inductance 96
3.6	Alime	entation à découpage non isolée de type boost avec une
	induc	tance intégrée
	3.6.1	Choix du matériau
	3.6.2	Dimensionnement de la micro bobine spirale planaire
		carrée dans un convertisseur Boost
	3.6.3	Simulation d'une alimentation à découpage de type
		boost avec inductance intégrée
3.7	Alime	entation à découpage de type push pull à point milieu
	induc	tif à la sortie à inductances simples
	3.7.1	Analyse du fonctionnement de la structure sélectionnée 104
	3.7.2	Expression de la tension de sortie
	3.7.3	Dimensionnement de l'inductance et des condensa-
		teurs de sortie
	3.7.4	Simulation de l'alimentation à découpage Dc/Dc de
		type push pull à point milieux à inductances discrètes
		avec Psim
3.8	Alime	entation à découpage à point milieu inductif à la sortie
	à indu	uctances intégrées
	3.8.1	Organigramme de dimensionnement
	3.8.2	Le choix du matériau
	3.8.3	Calcul des paramétres géométriques des micros bobines113
	3.8.4	Calcul des paramétres électriques des micros bobines 114
	3.8.5	Simulation de l'alimentation à découpage Dc/Dc de
		type push pull à point milieux à inductances intégrées
		avec Psim
3.9	Concl	usion

${\bf 4} \quad {\bf Influence \ des \ mat\'eriaux \ magn\'etiques \ sur \ le \ dimensionnement}$

		`	
TABLE	DEC	A L A COTTO	DIDO
LABLE	11111	MIA LIE	K H.S

1	റ
1	. 4

		4.2.1	Simulation avec PSIM du micro convertisseur avec	
			MnZn comme matériaux magnétique	119
		4.2.2	Simulation avec PSIM du micro convertisseur avec	
			NiZn comme matériaux magnétique	123
		4.2.3	Simulation avec PSIM du micro convertisseur avec	
			NiFe (80-20) comme matériaux magnétique	126
	4.3	Conclu	usion	127
5	Con	clusio	n générale et perspectives	129
	5.1	Conclu	usion	129
	5.2	Perspe	ectives	131
Bi	bliog	graphie	ę.	132
		, , .		
A			stiques des matériaux magnétique et conducteu	
	utili			136
	A.1	Le cui	vre	136
		A.1.1	Caractéristiques	136
		A.1.2	Propriétés physiques	137
		A.1.3	Propriétés électriques	138
		A.1.4	Propriétés chimiques	138
	A.2	Le fer	nickel (FeNI)	139
		A.2.1	Diagramme de phase et ses conséquences	139
		A.2.2	Quelques propriétés physiques	140
В	Con	stante	s et unités des différents paramétres	142
\mathbf{C}	Feri	rites		143

Chapitre 1

Introduction

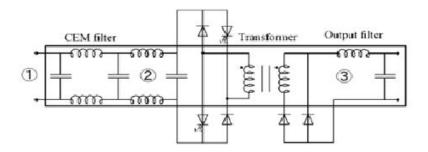
1.1 Introduction

Depuis maintenant un certain nombre d'années, nous observons une tendance à l'intégration des systèmes de conversion statique dans tous les domaines d'application et de puissance. Cette évolution s'effectue à des degrés divers selon que l'on s'intéresse à des mini convertisseurs de quelques dizaines de W ou à des "géants" de plusieurs MW.

Les assemblages de semi-conducteurs de puissance (avec éventuellement leurs commandes et protections) ont été les précurseurs de ce mouvement et de nombreux travaux ont été et sont encore menés sur l'intégration de puissance sur "silicium". La suite logique est donc de tenter d'étendre cette approche aux autres acteurs de la conversion : les composants passifs. Un objectif à long terme est d'envisager la faisabilité de convertisseurs entièrement intégrés mélangeant des technologies susceptibles de permettre la cohabitation entre le silicium, les divers matériaux nécessaires à la constitution de composants passifs (matériaux conducteurs, magnétiques et diélectriques) et les éléments de dissipation [1].

La nécessité de réaliser un grand nombre de fonctions sur une puce de silicium nous pousse surtout à nous préoccuper de l'intégration des composants passifs. Dans ce cas, les composants inductifs comme les transformateurs ou adaptées à ce type d'application [2].

Afin de savoir l'utilité des composants intégrés, prenons un exemple sur la figure (1.1) qui représente un convertisseur statique continu/continu pour lequel les composants passifs ont été regroupés (intégrés) au sein d'un même module. Les bénéfices que l'on peut retirer d'une telle structure sont d'abord



contenta-images2eps.com

Fig. 1.1 – Application possible des composants passifs intégrés : convertisseur statique avec un filtre d'entrée, un filtre de sortie et un transformateur

ceux que l'on retrouve dans toute phase d'intégration en électronique ou en électronique de puissance. Ils concernent :

- la simplification du câblage : Le gain s'exprime en terme de diminution du coût de la main d'œuvre pour la réalisation et pour les tâches de maintenance. De plus, limiter le nombre d'interconnexions externes, c'est aussi limiter fortement les causes de défaillances, et donc augmenter la fiabilité d'un système.
- la modularité et la standardisation : On constate en effet qu'un certain nombre de fonctions élémentaires se retrouvent dans chaque système de conversion d'énergie électrique. On peut citer par exemple les filtres d'entrée et de sortie (Fig 1.1). L'objectif est d'arriver à proposer des briques élémentaires, ou modules, chacune réalisant une fonction complète, qu'il suffit d'assembler pour obtenir le système désiré. Il est alors nécessaire que chaque brique soit en quelque sorte autonome et puisse être reliée sans souci aux autres constituants. La différence par

reportée à l'intérieur des modules.

Une telle évolution est désormais classique en électronique, où l'on est passé de l'assemblage de transistors discrets à la mise en œuvre de circuits intégrés de plus en plus complexes. Elle se retrouve aussi, dans une certaine mesure, dans la motorisation pour laquelle la complexité initiale des actionneurs (machines à courant continu, capteurs perfectionnés) se retrouve dans le convertisseur et sa commande, ce qui permet inversement d'utiliser des actionneurs moins coûteux, plus robustes (machines asynchrones) et de réduire les performances demandées pour les capteurs.

- une plus grande compacité: L'argument prend toute sa valeur quand on songe à la place très importante que prennent les composants passifs dans un convertisseur statique. Il n'est pas surprenant de trouver des convertisseurs pour lesquels plus de la moitié du volume est dû aux composants passifs, une autre part importante de la place étant nécessaire pour les dissipateurs. Les industriels commencent d'ailleurs, pour des éléments discrets, à proposer des topologies de type planar intégrées [3],[4] afin de pallier cet inconvénient. Ceci étant, l'impact des composants passifs ne se mesure pas uniquement par leur volume propre, mais aussi par leur disposition qui ne facilite pas forcément le refroidissement. En effet, la présence de composants de tailles et de formes diverses rend problématique la circulation de l'air et peut amener des échauffements localisés sur certains composants. On peut effectuer la comparaison avec des structures de type planar dont la géométrie est simplifiée et qui permettent un refroidissement plus aisé grâce, par exemple, à un contact direct sur un dissipateur [5][6][7][8][9]. L'aspect du contact thermique avec le dissipateur est ici fondamental car intégration signifie également augmentation de la puissance volumique des dispositifs.
- une fabrication en un nombre réduit d'étapes : L'intégration nécessite

production.

- la diminution des perturbations électromagnétiques: Cette amélioration est envisageable d'abord par la réduction du nombre de connexions électriques et par la diminution des longueurs de connexion. Cet aspect est fondamental. Ensuite, la phase de conception d'un composant intégré rend possible une optimisation de la disposition des conducteurs qui permet, là encore, de diminuer les couplages. Par exemple, les interactions entre les boucles 1 et 2 ou 1 et 3 (Fig 1.1) sont très difficiles à annuler quand on emploie des composants passifs discrets, ce qui limite l'efficacité des filtres que l'on peut concevoir [10],[11]. L'utilisation de composants intégrés permettrait sans doute d'atteindre une bien meilleure réjection des perturbations car les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) pourraient être pris en compte très tôt dans la phase de conception. Des solutions seraient alors envisageables par l'emploi de procédés de fabrication novateurs.

1.2 Intégration des composants passifs

1.2.1 Les composants passifs

Les composants pour l'électronique sont classés en deux catégories, les composants actifs assurant le transfert d'énergie (amplificateurs de puissance, composants actifs en régime linéaire et/ou commutation) et passifs associés (inductances, capacités, transformateurs) ayant divers rôles comme le stockage temporaire de l'énergie électrique, le filtrage, l'isolation galvanique, le transfert énergétique ainsi que l'adaptation d'impédance.

Les chiffres d'affaires de chacune des deux catégories sont sensiblement les mêmes. Le domaine des composants passifs est essentiellement celui des composants d'interconnexion, d'encapsulation, des condensateurs, des matériaux piézoélectriques ou magnétiques, des résistances linéaires et non linéaires, de la connectique, etc.

Fonctions électroniques Composants

Interconnexion Circuits imprimés; Circuits hybrides

Connexion Connecteurs, relais

Capacitive Condensateurs

Résistive Résistances; Lignes à retard; Potentiomètres

Inductive Inductances; Transformateurs; Alimentations à découpage

Protection, regulation Thermistances; Varistances

Tab. 1.1 – Exemples de fonctions assurées par les composants passifs

tains étages intermédiaires et certaines fonctions telles que les circuits de commande et d'aide à la commutation. Ils assurent également des fonctions de protection comme l'isolation galvanique [12].

A. Les résistances

A.1. Définition de la résistivité

Tous les corps dans la nature sont formés de molécules et d'atomes. La molécule est la plus petite parcelle du corps que l'on peut obtenir à l'état libre (10⁻6 mm). L'atome est la plus petite parcelle d'un élément qui entre dans la composition d'une molécule. Il est composé d'un noyau très petit et très dense, entouré à de grandes distances relatives par des électrons en rotation ultra-rapide. L'électron est une particule stable de masse 9.1x10⁻28 kg et possède une charge électrique négative de 1.6x10⁻6 C.

Les électrons se situent à des distances du noyau qui correspondent à des niveaux d'énergie bien déterminés. Certains électrons participant aux liaisons atomiques sont dans la bande de valence. Certains électrons, très faiblement liés et pratiquement libres, sont dans la bande de conduction. Entre ces deux bandes se trouve une bande interdite plus ou moins large selon la nature des corps. La largeur de la bande interdite permet de faire une classification des corps comme étant :

- conducteurs: La bande interdite est presque inexistante. Des électrons se trouvent toujours dans la bande de conduction. Au voisinage du zéro absolu (0°K), par suite de l'arrêt de l'agitation thermique, leur résistivité est très inférieure à celle relevée à la température normale (supraconductivité). Les meilleurs conducteurs sont l'argent, le cuivre, l'aluminium. À la température ambiante, les électrons libres dans un corps, ne sont pas complètement libres de se déplacer sous l'effet d'une tension appliquée. Ceux-ci entrent constamment en collision avec des atomes ce qui crée une certaine opposition au passage du courant électrique d'ou la notion de résistivité [13].

A.2. La résistance électrique

La résistance d'un corps dépend de sa résistivité et de ses dimensions.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} \tag{1.1}$$

-R: Résistance en ohm $[\Omega]$

- l : Longueur en métre [m]

- S : Section en métre carré $[m^2]$

- ρ : Résistivite en ohm. métre $[\Omega.m]$

A.3. Modèle d'une résistance parfaite

Le symbole utilisé pour représenter une résistance parfaite dans les schémas de circuit de la figure 1.2. On utilise généralement une convention réceptrice pour caractériser une résistance (le courant va dans le sens des potentiels décroissants comme indiqué sur la figure 1.2 Avec cette convention, la puissance absorbée a une valeur positive.

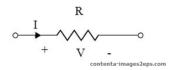


Fig. 1.2 – Symbole d'une résistance parfaite

A.4. La loi d'Ohm (caractérise une résistance parfaite)

Il s'agit d'une relation entre la tension et le courant (relation 1.2) qui caractérise le comportement d'une résistance. En imposant une convention récepteur comme indiqué sur la figure précédente (courant qui va dans le sens des potentiels décroissants), la loi d'Ohm s'écrit :

$$V = R.I$$

$$R = \frac{V}{I} \tag{1.2}$$

$$G = \frac{1}{R}$$

- R : resistance en ohm $[\Omega]$

- V : tension en volt [V]

– G : conductance en siemens [S ou $1/\Omega$]

A.5. La puissance dissipée dans une résistance parfaite

Les chocs des électrons dans le conducteur, libèrent une énergie qui est transformée en chaleur. Cette transformation irréversible est analogue à un frottement mécanique. La puissance dissipée sous forme de chaleur est :

$$P = R.I^2 = V.I = \frac{V^2}{R}$$
 (1.3)

– P : puissance en watt [W]

– R : resistance en ohm $[\Omega]$

- I : courant en ampere [A]

- V : tension en volt [V]

A.6. Modèle électrique des résistances réelles

Il n'existe pas de technologies qui permettent de réaliser une résistance parfaite. Le modèle équivalent d'une résistance réelle établi avec des composants parfaits est le suivant :

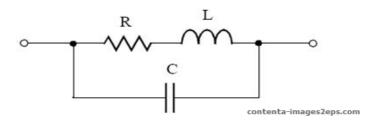


Fig. 1.3 – Modèle d'une résistance réelle

capacité parasite. Les résistances moyennes (entre 30 W et 3000 W) ont leur terme réactif qui s'annule pour une certaine fréquence. Elles sont difficiles à monter, car on doit limiter aussi bien l'effet de la capacité parasite que celui de l'inductance parasite.

A.7. Les différents types de résistances

- Les résistances bobinées de puissance dissipent une puissance élevée.
 Elles ne peuvent pas être employées en haute fréquence à cause de leur inductance parasite élevée.
- Les résistances bobinées de précision présentent un volume plus important à puissance égale que les résistances bobinées normales. Elles offrent une très haute stabilité, un coefficient de température et une tension de bruit négligeables et sont utilisées comme étalon dans les circuits nécessitant une grande précision. Les modèles normaux ne peuvent pas être utilisés en haute fréquence.
- Les résistances à couche peuvent être soit au carbone, soit à film métallique. Elles ont une bonne stabilité, un coefficient de température et un coefficient de tension très bas. Leur fiabilité est remarquable. Cependant, elles nécessitent des précautions d'emploi, car, aux valeurs élevées, leur couche est très mince et elles peuvent être endommagées par une surcharge ou par une maladresse au cours du montage. Celles à film métallique sont les plus intéressantes pour les hautes fréquences.
- Les résistances agglomérées sont petites et les plus utilisées en raison
 de leur prix Leur stabilité est médiocre leur tension de bruit et leur

B. Les condensateurs

B.1. Définition de la capacité

Deux corps conducteurs, séparés par un isolant, constituent un condensateur. Donc, tout conducteur isolé possède une capacité par rapport aux autres conducteurs et par rapport à la masse. La valeur de cette capacité est[13]:

$$C = 8.85 \times 10^{-12} \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{S}{e} \tag{1.4}$$

- C : Capacité en farad [F] ; (Le farad est une unité beaucoup trop grande pour les applications pratiques).
- S : Surface des conducteurs traversés par le champ et placés en regard $[m^2]$.
- e : Épaisseur du diélectrique qui sépare les deux conducteurs [m]
- $-\epsilon_0$: Constante diélectrique ou permittivité relative du diélectrique par rapport au vide.

B.2. Modèle d'un condensateur parfait

Le symbole utilisé pour représenter un condensateur parfait dans les schémas de circuit est montré dans la figure 1.4 Le condensateur est un élément de stockage d'énergie (il peut absorber ou fournir de la puissance). On utilise généralement une convention réceptrice pour caractériser un condensateur (le courant va dans le sens des potentiels décroissants comme indiqué sur la figure 1.4). Avec cette convention, la puissance absorbée a une valeur positive [13].

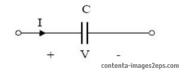


Fig. 1.4 – symbole d'un condensateur parfait

pliquée entre ses bornes. En convention récepteur, on a :

$$i = C.\frac{dv}{dt} \tag{1.5}$$

La constante de proportionnalité C est appelée la capacitance (ou capacité) de l'élément.

B.4. Quantité de charge et énergie stockée par un condensateur parfait

La quantité de charge électrique emmagasinée par un condensateur est :

$$Q = C.V \tag{1.6}$$

– Q : Charge électrique en coulomb [C].

- C : Capacité en farad [F].

- V : Tension en volt [V].

La quantité d'énergie emmagasinée par un condensateur dépend directement de la tension à ses bornes et de la valeur de la capacitance. La tension est limitée par la nature et par l'épaisseur du diélectrique. Lorsqu'elle dépasse une certaine valeur, un arc prend naissance entre les armatures et détruit l'isolant.

$$W = \frac{Q.V}{2} = \frac{C.V^2}{2} \tag{1.7}$$

- W : énergie en joule [J]

- C : capacité en farad [F]

- V : tension en volt [V]

B.5. Modèle électrique des condensateurs réels

Il n'existe pas de technologies qui permettent de réaliser un condensateur parfait. Un condensateur consomme toujours une partie de puissance qui est dissipée sous forme de chaleur (résistance parasite). Le modèle d'un condensateur réel établi avec des composants parfaits est montré dans Fig. 1.5 [13].

 $-R_s$: Résistance série qui est fonction de la résistance des connexions

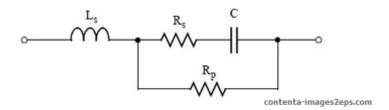


Fig. 1.5 – Modèle d'un condensateur réel

L'impédance du condensateur en régime sinusoïdal est donnée par la relation suivante :

$$Z = \sqrt{R_s^2 + (L_s.\omega - \frac{1}{C.\omega})^2}$$
 (1.8)

L'utilisation d'un condensateur est donc limitée par sa fréquence de résonance au-delà de laquelle il a le même comportement qu'une inductance.

C. Les bobines

C.1. Définition de l'inductance

Le passage d'un courant électrique i dans une bobine crée un flux magnétique Φ . La loi de Lenz montre que la tension aux bornes de la bobine impose les variations du flux et vice versa.

Le flux magnétique n'étant pas une variable de circuit électrique facile à manipuler, les concepteurs de circuits ont défini une relation 1.9 pour caractériser les bobines, en faisant apparaître un coefficient de proportionnalité entre le flux et le courant. Ce coefficient de proportionnalité s'appelle l'inductance (ou l'inductance propre) de la bobine. L'inductance s'exprime en henry [H] [13].

$$\phi = L.i \tag{1.9}$$

 $-\phi$: Flux en weber [Wb]

- i : Courant en ampère [A]

- L : Inductance en Henry [H]

La relation précédente suppose que le coefficient de proportionnalité (ou inductance) est constant quelque soit l'intensité du courant (bobine idéale).

élevée. Le flux n'augmente plus aussi rapidement et par conséquent la valeur de l'inductance diminue avec la saturation. L'inductance d'une bobine dépend donc de l'intensité du courant.

C.2. Modèle d'une bobine parfaite

Le symbole utilisé pour représenter une bobine parfaite dans les schémas de circuit est montré dans Fig.1.6. Une bobine est un élément de stockage d'énergie (elle peut absorber ou fournir de la puissance). On utilise généralement une convention réceptrice pour caractériser une bobine (le courant va dans le sens des potentiels décroissants comme indiqué sur la figure 1.6). Avec cette convention, la puissance absorbée a une valeur positive [14].

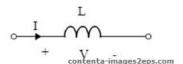


Fig. 1.6 – Symbole d'une inductance parfaite

C.3. Relation pour une bobine parfaite

Cette relation est déduite de la loi de Lenz et de la relation de proportionnalité entre le flux et le courant. En convention récepteur (le courant va dans le sens des potentiels décroissants). On a la relation suivante :

$$V = \frac{d\Phi}{dt} = L.\frac{di}{dt} \tag{1.10}$$

- V : Tension en volt [V]

 $-\phi$: Flux en weber [Wb]

– i : Courant en ampère [A]

– L : Inductance en Henry [H]

Dans le cas d'une bobine idéale, l'inductance L a une valeur constante.

~ . 4

enroulements. Lorsqu'elle dépasse une certaine valeur, l'isolation entre les fils est détruite suite à un échauffement excessif et il y a l'apparition de courants de court-circuit.

$$W = \frac{\Phi \cdot I}{2} = \frac{L \cdot I^2}{2} \tag{1.11}$$

- W : énergie en joule [J]

- F :Flux en weber [Wb]

- I : Courant en ampère [A]

- L : Inductance en Henry [H]

C.5. Modèle électrique des inductances réelles

Il n'existe pas de technologies qui permettent de réaliser une bobine parfaite. Les conducteurs ont nécessairement une résistance parasite. Le modèle équivalent d'une bobine réelle établi avec des composants parfaits est le suivant :

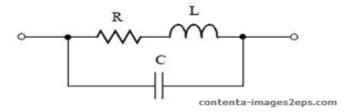


Fig. 1.7 – Modèle d'une bobine réelle

- R : Résistance qui est une fonction de la résistance des connexions et des spires de la bobine.
- C : Capacité parallèle qui représente le couplage capacitif entre les spires.
- L : Inductance propre qui dépend de la technologie de fabrication.

Inductance propre

La surface circonscrite par un circuit électrique parcourue par un courant i est traversée par le flux du champ magnétique (appelé autrefois flux d'in-

- L : coefficient d'auto-induction [H]
- $-\phi$: flux du champ d'induction magnétique [H/A]
- i : courant dans l'élément auto-inductif [A]

Il est important de préciser que le flux en question est celui produit par le courant i et non celui provenant d'une autre source (courant, aimant, etc..) (Loi de faraday).

$$e = -L.\frac{di}{dt} \tag{1.13}$$

- L est l'induction propre du circuit
- e est la tension force électromotrice d'induction
- $-\frac{di}{dt}$ est la variation du courant qui traverse le circuit avec le temps [A/s]
- e et i sont des valeurs instantanées.

Nous remarquons que:

- Lorsque le courant est constant, $\frac{di}{dt}$ est nul et par conséquent la tension e auto-induction induite est aussi nulle.
- Le signe (-) indique que la tension auto-induite aux bornes de l'inductance s'oppose aux variations du courant qui la traverse. Quand on applique une tension constante à une inductance, le courant qui reste par l'extrémité positive augmente avec le temps.

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 entrainer 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 un flux.

Lorsqu'un circuit (1) traversé par un courant noté i_1 , produit un champ magnétique à travers un circuit (2), on peut écrire :

$$M_{1,2} = \frac{\Phi_2}{i_1} \tag{1.14}$$

C.6. Valeur d'inductance pour un toroïde

Les bobines sont les seuls éléments qu'un utilisateur peut fabriquer à sa convenance en utilisant des noyaux ferromagnétiques standards. Le poids et les dimensions d'une bobine sont généralement beaucoup plus importants que l'ensemble des autres composants d'un circuit. Si on considère un noyau magnétique en forme de toroïde (fig1.8), la valeur de l'inductance dépend directement des caractéristiques du noyau et du nombre de spires utilisé pour la fabriquer [13] :

$$L = \mu . N^2 . \frac{S}{l} \tag{1.15}$$

- $-\mu$: Perméabilité du matériau magnétique [H/m]
- S : Section d'une coupe perpendiculaire au tore $[m^2]$
- L : Longueur moyenne du noyau en forme de tore [m]
- N : Nombre de tours de fil.

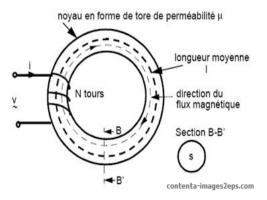


Fig. 1.8 – Inductance réalisée avec un noyau en forme de tore

1.2.2 Les composants passifs intégrés

Comme son nom l'indique, un composant passif intégré est l'association de plusieurs composants passifs (inductances et condensateurs) intégrés dans un même boîtier (Figure 1.9) Bien sûr, il faut penser à rajouter des connexions internes, des bornes de sortie, un boîtier. Il faut noter que tous les composants passifs réels présentent un caractère hybride; les inductances

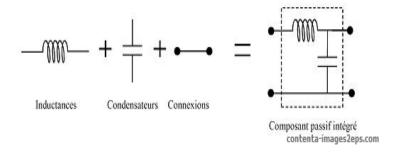


Fig. 1.9 – Définition d'un composant passif intégré

la modélisation des composants passifs hybrides peut s'inspirer de travaux antérieurs concernant les composants passifs discrets. Enfin, il nous paraît essentiel de faire remarquer que les composants passifs hybrides ne sont que la suite logique de dispositifs qui, eux aussi, utilisent le couplage intime entre phénomènes magnétiques et capacitifs : les lignes de transmissions. Autrement dit, il est possible de concevoir les composants hybrides comme des lignes de transmissions.

A. Les condensateurs intégrés

De nombreux travaux ont montré l'intérêt de l'emploi de condensateurs en électronique de puissance, notamment dans la réalisation de circuits permettant d'améliorer les conditions de commutation des interrupteurs de puissance. En effet, ces condensateurs stockent moins d'énergie que leurs homologues à capacités constante et apportent donc un gain en termes de dissipation thermique et de durée de commutation. Quelque soit la technologie de réalisation développée (accumulateurs électrochimiques, films minces à base d'oxynitrure de céramique ou de polymère), la structure fondamentale d'un condensateur reste inchangée : une couche de diélectrique prise en sandwich entre deux couches conductrices [15].

B. Les bobines intégrées

La plupart des inductances intégrées que l'on trouve dans la littérature

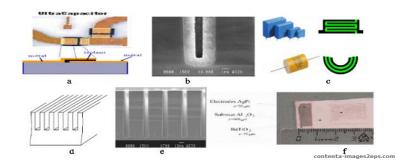


FIG. 1.10 – photographie des différentes géométries de condensateurs. (a) Capacité MIM (Metal-Insulator-Metal), (b) Photographie MEB d'un condensateur intégré sur Si, (c) Condensateur linéaire et circulaire, (d) Topologie en tranchées d'un condensateur intégré, (e) Vue en coupe des tranchées avec dépôt des tranchées avec dépôt de poly silicium, (f) Capacité céramique BaTiO3 sur un substrat Al2O3 [15](.

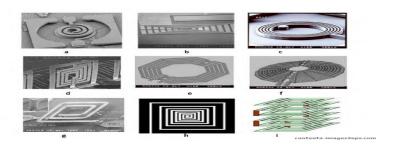


FIG. 1.11 – Photographies au microscope électronique des différentes géométries d'inductance spirales : (a) spirale circulaire above IC MEMSCAP, (b) Inductance rectangulaire, (c) Bobinage circulaire épais en cuivre électrolysé à fort facteur de forme, (d) Topologie des sections croisées, (f) Inductance symétrique, (g) Topologie d'une inductance suspendue, (h) Topologie d'une inductance "effilée" ou "tapered", (i) Principe d'une inductance empilée avec six niveaux de métal [15].

1.2.3 Quelques exemples de prototypes intégrés

A. Les filtres

Le filtrage d'un signal est l'opération qui consiste à séparer les composantes de ce signal selon leurs fréquences. Le filtre est le circuit qui réalise cette opération (Fig1.13).

Le filtrage constitue une opération fondamentale dans les techniques de transmission d'information et de conversion d'énergie. La fonction la plus

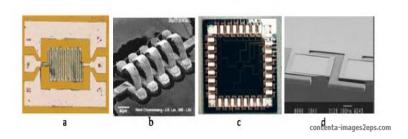


FIG. 1.12 – Photographies au microscope électronique des différentes géométries d'inductance solénoïdale : (a) Inductance méandre, (b) Solénoïde intégré à structure tridimensionnelle, (c) Inductance toroïdale, (d) Photographies MEB des premiers dépôts de matériaux réalisés au LAAS-CNRS [15].

parasites ou accessoires : bruit, fréquence de découpage et ses harmoniques. . .

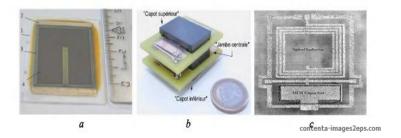


Fig. 1.13 – (a) Photographie d'un filtre à un conducteur de Ni : (1) substrat d'alumine, (2) électrode en argent, (3) diélectrique, (4) électrode en nickel ;(b) Réalisation d'un filtre d'entrée hybride à constantes localisée ;(c) Microphotographie d'un filtre LC composé d'une capacité MIM et d'une inductance spirale suspendue au-dessus du substrat de dimension 1,9 mm x 2,4 mm [15].

B. Les transformateurs

Le transformateur est un appareil qui permet de diminuer ou d'augmenter la tension d'un courant alternatif. Il est construit à partir d'un circuit magnétique sur lequel sont bobinés deux enroulements : l'enroulement primaire reçoit l'énergie électrique et la transforme en énergie magnétique par induction ; l'enroulement secondaire, étant traversé par le champ magnétique

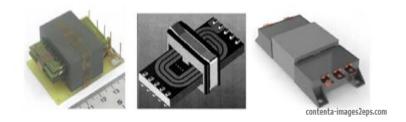


Fig. 1.14 – Les différents types des transformateurs intégrés

C. Le LCT

En mariant trois fonctions passives : inductance (L), capacité (C), et transformateur (T), on donne naissance à un composant complexe nommé LCT. Ce dispositif présente de nombreux avantages car il permet un gain en volume et une amélioration du rendement en réduisant l'impact des connexions. De plus, ce concept marie avec la technologie planar appliqué aux composants magnétiques permet de proposer des solutions innovantes pour les concepteurs d'alimentations de puissance [17].

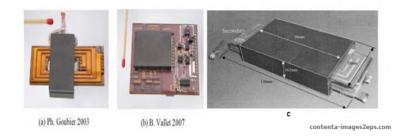


Fig. 1.15 – (a,b) Différents LCT planar réalisés au G2LAB, (c) LCT construit avec 1KW et 1MHZ[15].

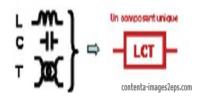


Fig. 1.16 – Présentation du LCT

de puissance. Cependant, malgré des progrès constants dans ce domaine, il reste encore pas mal de verrous technologiques à résoudre pour obtenir des alimentations performantes n'occupant pas beaucoup de place [15].

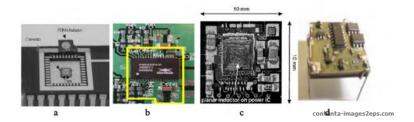


FIG. 1.17 – Vue au microscope électronique des divers micro-convertisseurs :(a) Convertisseur Buck intégré avec une inductance PDMA, (b) alimentation à découpage intégrant une inductance réalisée par ENPIRION, (c) Micro-convertisseur DC-DC Buck de 1W sur dimension de $10X10mm^2$ présenté par Haruo Nakazawa et al, (d) Micro-convertisseur DC-DC de dimensions $20x20x4mm^3$ de 10 W intégrant une inductance [15].

- PDMA: Plastic Deformation Magnetic Assembly.
- ENPIRION : Société américaine, bassée dans l'Etat de New jersey, et émergente du Bell Laboratory de la société Lucent Technology.

1.3 L'intégration des composants passifs appliquée à l'électronique de puissance

Les premières recherches concernant l'intégration de composants passifs ont été réalisées il y a une vingtaine d'années dans un laboratoire d'Afrique Sud (Energy Laboratory de l'Université de Rand) au sein de l'équipe de J.A. Ferreira et J.D. van Wyk. Les premières recherches étaient dirigées vers l'intégration de capacités et d'inductances dans le but de réaliser soit des circuits résonants soit des filtres selon le mode de connexion mise en œuvre.

Le laboratoire SATIE (ENS de Cachan) par l'intermédiaire de l'équipe de F. Costa a concentre une partie de ses actions de recherche sur ce thème, notamment dans le cadre du GdR Intégration en Electronique de Puissance



filtre LC non intégré



filtre LC intégré contenta-images2eps.com

Fig. 1.18 – Exemple de Filtre LC non intégré et intégré (SATIE - Wilmot 2003)

Dans la continuité de leurs travaux l'équipe de J.A. Ferreira et J.D.van. Wyk a émis l'idée de marier les trois composants passifs classiquement disponibles dans une structure d'électronique de puissance a savoir une inductance, un condensateur et un transformateur. C'est sur ce concept, appelé LCT, que l'équipe Electronique de puissance du laboratoire G2Elab travaille depuis une dizaine d'années par l'intermédiaire de J.P. Ferrieux et Y. Lembeye. Dans cette même équipe d'autres travaux portant sur l'intégration monolithique afin de réaliser des inductances intégrées sur silicium pour des applications dans le contexte des faibles puissances ont aussi été abordes [18].





contenta-images2eps.con

Fig. 1.19 – Photo alimentation intégrée/non intégrée

1.3.1 L'integration hybride

L'intégration hybride consiste a associer différents matériaux de telle manière à réalisera plusieurs fonctions dans un seul bloc, soit par empile-

A-structure des composants passifs hybrides

Les figures suivantes présentent trois familles de composants passifs hybrides qui ont été proposées par différents auteurs.

Premiére famille

La structure représentée sur la Figure 1.20 comprend deux conducteurs parallèles placés autour d'un circuit magnétique. La capacité existant entre les deux conducteurs, due à une couche diélectrique, est volontairement élevée afin d'obtenir justement un comportement hybride.

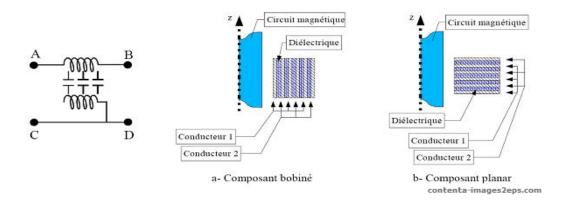


Fig. 1.20 – Composant passif hybride bobiné ou planar avec circuit magnétique central.(Le conducteur 1 relie les points A et B, le conducteur 2, les points C et D)

Les deux conducteurs peuvent être bobinés, le diélectrique étant constitué d'un film de polymère ou d'une couche d'alumine (Figure 1.20-a). Cependant, l'assemblage entre conducteurs et diélectrique peut également être de type planar (Figure 1.20-b), ce qui permet d'utiliser un diélectrique céramique de haute permittivité et de faciliter l'évacuation de la chaleur. On peut concevoir ce type de composant hybride comme un composant magnétique pour lequel on a renforcé l'effet capacitif. Remarquons aussi que les conducteurs remplissent manifestement deux fonctions : éléments de bobinage de transformateur et armatures de condensateur. Ces composants, dont le comportement s'apparente à celui d'une ligne de transmission, peu-

ou forte perméabilité, ceci peut conduire à un volume élevé du dispositif. A partir de cette structure plusieurs applications ont été développées. Par exemple : un filtre à redresseur intégré pour une alimentation à découpage dont l'avantage, outre la compacité, est de réduire la signature CEM; un filtre de sortie pour un hacheur abaisseur dont les performances CEM sont également intéressantes du fait du confinement des conducteurs; un circuit résonnant fort courant; une structure LCT ou encore un filtre CEM [19].

Deuxiéme famille

Les composants hybrides de la Figure 1.21 sont inversement des condensateurs (bobinés ou parallélépipédiques) pour lesquels on exploite les phénomènes liés à la présence de champ magnétique - modification de la répartition du courant et résonances - afin de réaliser des filtres.

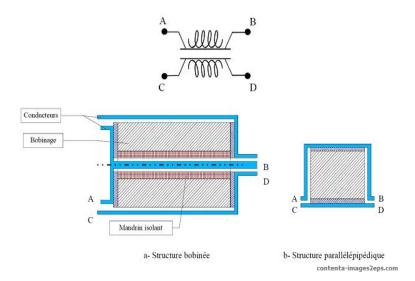


Fig. 1.21 – Composants passifs hybrides à base de condensateurs bobinés ou parallélépipédiques et connexions rajoutées

Si les courants injectés entre les connexions A et C sont à basse fréquence, la tension entre les bornes B et D est la même que celle entre A et C. Lorsque la fréquence des courants augmente, l'effet de propagation apparaît et on observe alors des fréquences de résonance. Enfin, à des fréquences encore

de plusieurs microfarads. Ce concept peut également se retrouver pour des structures planar [19].

Troisiéme famille

Un dernier type de composants passifs hybrides est représenté à la Figure 1.22 Si l'on adopte le vocabulaire des hyperfréquences, il s'agit d'associer une ligne à haute impédance caractéristique - fort effet inductif - à une ligne à faible impédance caractéristique - fort effet capacitif (Figure 1.22-a). Comme l'ont fait remarquer certains auteurs, cela permet d'obtenir un effet de filtre pour des dimensions de lignes petites devant la longueur d'onde et constitue donc un moyen ingénieux de diminuer le volume des composants.

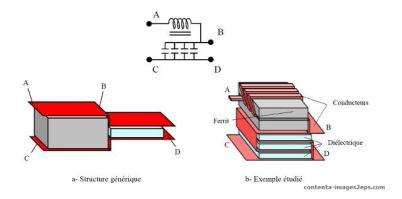


Fig. 1.22 – Composants passifs hybrides associant des lignes de transmission d'impédances caractéristiques très différentes

Une topologie plus intéressante, bien que fondée sur le même principe, est présentée Figure 1.22-b. Elle est constituée de deux sous-structures : la partie supérieure est à dominante inductive et la partie inférieure à dominante capacitive. Il s'agit de la structure qui a le plus attiré l'attention des chercheurs du SATIE, du LGET, du LCMIE et du LEM dans notre travail commun sur les composants passifs hybrides [19].

Certains points importants peuvent être dégagés de l'analyse de ces trois structures :

alisation de l'espace disponible, ce qui permet de diminuer le volume total et constitue un des principaux objectifs.

- La disposition des conducteurs et connexions est cruciale dans le fonctionnement des dispositifs. Dans la structure de la Figure 1.24, les composants utilisés sont très classiques : il s'agit de simples condensateurs. Les caractéristiques hybrides proviennent alors essentiellement de la disposition des conducteurs et des connexions de part et d'autre du bobinage ou de l'empilement de couches.
- Enfin, dans toutes les structures, il est nécessaire d'associer des matériaux aux propriétés différentes : diélectriques, conducteurs, magnétiques
 [19].

B. Quelques prototypes d'intégration hybride

Les structures intégrées présentées ici concernent : un filtre CEM planar d'entrée d'alimentation à découpage, un filtre de sortie bobiné, un filtre de sortie mixte planar/bobiné et un filtre de sortie planar cylindrique [19].

B-1-Filtre CEM planar

Ce filtre est présenté Figure 1.23

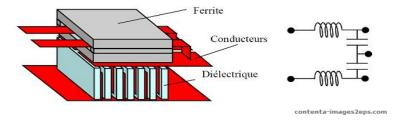


Fig. 1.23 – Filtre CEM avec une seule spire bobinée

Les structures sont symétriques pour répondre à des exigences d'immunité aux perturbations conduites de mode commun.

B.2. Filtre de sortie bobiné

découplage bobiné quadripolaire. Il s'agit ici de la même structure générale, mis à part que l'âme du composant est constituée de matériau magnétique [19].

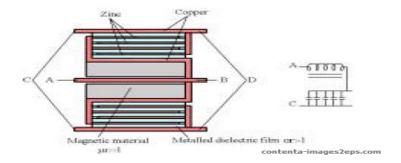


Fig. 1.24 – Filtre de sortie bobiné

Ce modèle est à géométrie de révolution et présente un conducteur périphérique qui lui assure un blindage naturel vis-à-vis des perturbations rayonnées par l'environnement du composant.

B.3. Filtre de sortie mixte planar/bobiné

Le filtre qui est présenté ici est le premier composant intégré qui a été entièrement décrit par la méthode des lignes de transmission multi-conducteurs. Ce prototype a d'ailleurs contribué à l'élaboration de la méthode générale utilisée pour l'élaboration du composant intégré présenté par la figure 1.25 [19].



Fig. 1.25 – Filtre bobiné

B.4. Filtre de sortie planar cylindrique

Ce dernier composant présenté est un filtre planar cylindrique. Il est constitué par un empilement successif de disques de matériau céramique magnétique (ferrite) et de disques capacitifs (Fig 1.26). Chaque disque capacitif est composé lui-même par un empilement de matériau céramique diélectrique (BaTiO3) et de disques conducteurs. Ces disques conducteurs sont alternativement reliés à un shoopage situé dans l'âme du composant ou sur sa périphérie. Ces deux shoopages, central et externe sont visibles sur la Figure 1.26 [19].



Fig. 1.26 – Disques céramiques en ferrite et disques capacitifs

1.3.2 Intégration monolithique

L'intégration monolithique, plus appropriée pour les convertisseurs de faible à très faible puissance, est apparue grâce à l'évolution faite sur les procèdés de gravure et de dépôt de matériau sur le support substrat silicium. L'intégration de composants passifs par ce procédé fut alors envisageable et réalisable. L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives d'un convertisseur ainsi que leurs interconnexions sur un même substrat de silicium conduisant à des réalisations de très faibles encombrements pour les très faibles puissances [18].

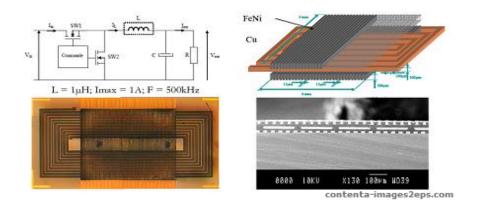
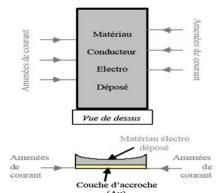


Fig. 1.27 – Intégration monolithique d'une inductance

A. Les techniques de dépot

A.1. L'électrodéposition

Cette méthode repose sur une croissance du matériau par simple Électrolyse. Le courant servant à l'électrolyse est conduit par des pistes de cuivre (appelées amenées de courant). Ces pistes aboutissent sur une fine couche d'accroche conductrice (en or, le plus souvent) fixant la largeur désirée pour notre matériau (Matériau Conducteur). Ce dispositif est placé dans un bain d'électrolyse : une électrode est connectée à un échantillon de matériau à déposer, l'autre sur le motif sur lequel sera déposé le matériau. Cette méthode est la plus simple d'application car les principes de l'électrolyse sont bien connus et elle ne nécessite pas de recuit, laissant ainsi la possibilité de garder compatibles les processus de fabrication des composants actifs et passifs [18].



A.2. Le sputtering

Dans cette méthode, un substrat silicium, un matériau magnétique (appelé cible) et un masque (destiné à reproduire la forme de circuit magnétique désirée) sont placés dans une chambre où le vide total a été établi. Le Matériau magnétique est placé à un potentiel fortement négatif -V (de l'ordre du kV). De l'argon est introduit et s'ionise positivement dans la chambre où se trouvent la cible et le substrat. Ces ions positifs s'accélèrent en direction de la charge négative (cible) et la bombarde suffisamment violemment pour détacher des morceaux de matériau magnétique sous forme de fine poussière (les atomes d'argon ne s'encastrent pas dans la cible). Cette poussière de matériau se dépose partout dans la chambre, notamment sur le substrat, aux endroits désirés.

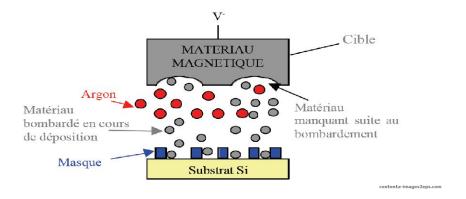


Fig. 1.29 – Principe du sputtering

1.4 conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une idée générale sur l'intégration des composants passifs. Dans un premier lieu on a cité les différents composants passifs, leurs caractéristiques ainsi que leurs formes intégrées. Pour

de matériaux existent pour ce type d'intégration, nous pouvons citer l'électrochimie et l'électrodéposition. Parmi tous les composants passifs intégrés on va s'intéresser aux inductances intégrées. C'est la raison pour laquelle, dans le chapitre deux on va donner une idée générale sur l'intégration des bobines sur silicium ainsi que les différentes méthodes d'évaluation de cette dernière.

Chapitre 2

Les bobines intégrées et les techniques associées

2.1 Introduction

A cause des limitations en surface et en volume, deux paramètres sont fondamentaux dans le dimensionnement des bobines intégrées. Le premier est la forme géométrique ou encore la topologie de la structure, le second est les matériaux choisis et utilisés pour la fabrication des différentes parties de la bobine. Ces paramètres vont influencer la valeur d'inductance, l'énergie emmagasinée, les pertes dans le noyau (dans le cas d'une bobine avec noyau), le choix des matériaux formant la bobine et finalement les perturbations générées par ce composant. Toutes ces caractéristiques sont inter-reliées et impliquent de faire des compromis dépendamment des applications visées, du coût et du temps de réalisation. Dans ce chapitre, nous ferons une synthèse de ce que l'on rencontre dans la littérature scientifique sur les bobines intégrées dans différents domaines de l'électronique. Nous verrons ensuite les techniques de réalisation de ces dispositifs.

2.2 Généralités sur les bobines intégrées

Plusiours champs d'application de la migroélectronique bénéficient au

ner en hautes fréquences avec des circuits conçus au moyen de composants discrets, ceci pour des contraintes principalement électriques. L'éloignement des composants ou encore les problèmes reliés à la connectivité deviennent un grand handicap à l'évolution de ces systèmes avec la croissance continuelle de la fréquence d'utilisation. Ceci a poussé les concepteurs à mettre en œuvre des systèmes de plus en plus miniatures afin d'éviter ce genre de problèmes.

L'instrumentation a également profité de ces avancées technologiques. En effet, les capteurs et les actionneurs sont miniaturisés afin de diminuer les perturbations qui sont liées à leur présence physique au sein d'un dispositif.

2.2.1 Champs d'applications des micros bobines

Télécommunications

Le domaine fréquentiel des télécommunications (GSM, AMPS, DECT, DCS-1800,...) est inclus dans la bande de radiofréquence (aux alentours de 1-2 GHz). Toutefois, la miniaturisation en technologie CMOS (MOS à canal court) permet aujourd'hui d'obtenir des composants "micro-onde" sur silicium. Cette évolution concerne non seulement les éléments actifs (diodes, transistors...) mais également les composants passifs (bobines, condensateurs...). Il est désormais possible de fabriquer des systèmes totalement intégrés notamment pour des applications de téléphonie sans fil ou mobile. Les composants inductifs intégrés sont généralement des spirales métalliques, de technologie compatible avec les technologies standards (CMOS, BiC-MOS,...), réalisées sur une couche isolante comme le montre la figure 2-1 [19].

Certains phénomènes parasites deviennent prépondérants aux gammes de fréquences dans lesquelles se situent ces applications. Ils doivent alors être pris en compte dans le schéma électrique équivalent. Nous voyons ainsi apparaître des capacités parasites entre les brins de la spirale et entre la bobine et le substrat, ainsi que des phénomènes de type effet de peau.

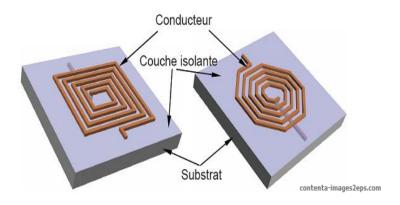


Fig. 2.1 – Bobines pour applications Haute Fréquence

de la spirale peut également améliorer le facteur de qualité.

Les bobines utilisées dans les applications "haute fréquence" sont réalisées grâce à des procédés technologiques CMOS ou BiCMOS. Dans ces technologies, les niveaux de métal servent généralement à interconnecter des composants ou sous-systèmes entre eux sur une même puce. Ici les bobines sont obtenues par aménagement de ces niveaux de métal en forme de spirale. La technologie employée impose une épaisseur fixe de la couche métallique, et un nombre maximum de niveau de métal. L'épaisseur d'une couche métallique pour ces technologies est de l'ordre du micromètre. Il est toutefois possible de passer outre cette limitation en épaisseur en associant plusieurs niveaux de métal liés par des puits de conduction inter-couches pour augmenter la section du conducteur. Malgré cela, sachant que pour ce type de technologie nous pouvons avoir au maximum 7 niveaux de métal, il ne faut pas compter sur des épaisseurs totales supérieures à 5-6 μ m de métal. Joachim N. Burghartz et al. ont réalisé des bobines pour des applications haute fréquence de 1 MHz à 20 GHz. La figure 2-2 montre le principe de ces bobines (a) et une photographie de réalisation (b). Les indications Mi et Vj de la figure 2.2 (a) représentent les i niveaux de métal et les j niveaux de puits conducteurs (ou via) inter-couches [19].

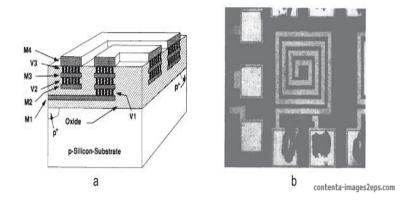


Fig. 2.2 – Bobines pour applications HF. Principe (a), réalisation (b)

permettant ainsi d'intégrer un système en entier, parfois très hétérogène, sur une même gaufre de silicium.

Les applications les plus intéressantes concernent surtout la micro-robotique et l'électronique dédiée aux dispositifs biomédicaux. Le principe des capteurs magnétiques consiste à convertir une variation d'un flux magnétique au travers d'un bobinage en une force électromotrice qui va exister aux bornes de ce même bobinage. Ainsi, la différence de potentiel électrique aux bornes du bobinage est fonction de la variation du champ magnétique, cette grandeur est ainsi facile à extraire et à traiter. Afin d'accroître la sensibilité, les spires sont enroulées sur un noyau magnétique comme le montre la figure 2.3 [2].

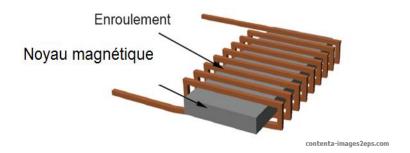


Fig. 2.3 – Structure d'un capteur magnétique

2.3 Différentes topologies d'inductances intégrées

Les topologies d'inductances intégrées déjà réalisées dans les laboratoires de micro électronique sont au nombre de trois. Par la suite on va citer les différentes topologies de bobines intégrées.

2.3.1 Structure Solénoïdale ou Toroïdale

Une première solution de réalisation est inspirée de la fabrication des inductances discrètes. Les inductances réalisées en discret, utilisées pour le stockage d'énergie, sont des structures solénoïdales obtenues en enroulant un fil conducteur autour d'un noyau magnétique fig 2.4. La même structure n'est pas aussi simple à réaliser en micro-électronique. En effet, l'enroulement d'un conducteur autour d'un matériau magnétique nécessite trois étapes de métallisation (2 pour le conducteur et 1 pour le noyau) et deux étapes de dépôt de résine isolante. Le procédé est alors complexe d'une part à cause de la difficulté d'alignement des deux couches de métal au niveau des contacts et d'autre part du fait des contraintes mécaniques existantes entre les différents matériaux empilés. Les différences de dilation des matériaux à haute température peuvent créer des défauts importants dans le composant. De plus, les vias entre les deux niveaux de conducteurs sont peu propices à la monté en fréquence. Finalement, la multiplicité des étapes technologiques réduit la fiabilité du composant et augmente son prix.

Le principal contributeur concernant cette topologie est Ahn qui propose des structures avec noyau assurant de faibles flux de fuite. Le procédé de fabrication repose sur des techniques d'électrodéposition pour les conducteurs et le noyau de fer nickel (permalloy) Toutefois la forte chute de la valeur de l'inductance avec la fréquence rend l'utilisation ces composants dans des convertisseurs DC-DC peut intéressante au delà du MHz [20].

Une évolution à la structure solénoïde est présentée dans les travaux ultérieurs de Liakopoulos et Ahn. Leurs recherches ont porté sur la mise en forme du novau magnétique pour réduire les effets de peau (qui va être présenté

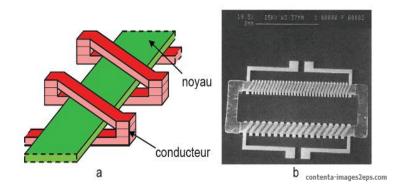


Fig. 2.4 – Bobine de type toroïdale,(a) principe, (b) réalisation

de spirale (Fig2.5.b)[20].

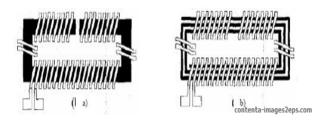


Fig. 2.5 – Illustration de micro inductances, a) Noyau avec entrefer localisé, b) Noyau en spirale [20]

Une deuxième évolution a été développée, sur la base d'une bobine solénoïdale. Elle apporte quelques simplifications technologiques en supprimant l'étape intermédiaire de réalisation des vias entre les deux niveaux de conducteurs (Fig 2.6).

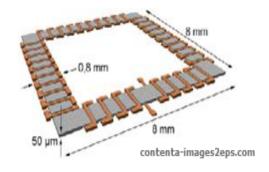


Fig. 2.6 – Structure inductive mixte [20]

niveau technologique sont réalisées successivement et ont, de fait, la même épaisseur, fixée par la résine épaisse de définition. Le deuxième niveau technologique, fermant les circuits électriques et magnétiques, est réalisé de la même manière [21].

2.3.2 Structure de type spirale

Comme nous l'avons vu précédemment, les spirales simples sont très utilisées dans le domaine des radiofréquences pour fabriquer des inductances de quelques dizaines de nH. Afin de les adapter aux applications de puissance, la section du conducteur doit être augmentée afin de réduire sa résistance. De plus, dans le but d'accroître la valeur d'inductance par unité de surface, le conducteur est pris en sandwich entre deux couches de matériaux magnétiques. Le calcul de l'inductance doit prendre en compte le coefficient d'inductance mutuelle entre les spires, ce qui conduit à une expression assez complexe en comparaison avec le tore simple. La figure 2.7 montre une vue en perspective d'une bobine de type "spirale" (a), et une photographie, d'une réalisation (b) :

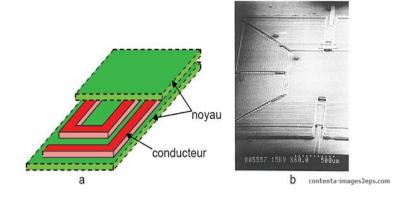


Fig. 2.7 – Bobine de type spirale, (a) principe, (b) réalisation [19]

Citons comme exemple les travaux de Sugahara et al, qui ont développé une spirale en cuivre d'épaisseur $27\mu m$ prise en sandwich entre deux films magnétiques (Co-Hf-Ta-Pd) de 3 μm . Ce composant a été placé dans un

The state of the s

Ahn et Allen ont noté une augmentation d'un facteur 4 à 5 en présence de matériau magnétique par rapport à une spirale simple. Une étude plus détaillée de ce type de bobines a été menée par Daniel et al, qui met en évidence que le rendement et la densité de puissance sont plus importants que pour les autres topologies. Une telle bobine utilisée dans un convertisseur de type Buck (dévolteur) d'une puissance de 5W et fonctionnant à 5MHz, a permis un rendement de 94% et une densité de puissance de 12,8W/cm2. Notons que le conducteur est en cuivre électrochimique et que le noyau de type laminé, est formé de couches en NiFe (80/20%) de $1,3\mu\text{m}$ d'épaisseur déposées par "sputtering", séparées par des couches en SiO2 de $0,3\mu\text{m}$ d'épaisseur[19].

2.3.3 Structure serpentin

La seule différence entre ce type de bobines et les bobines de type toroïdale est la permutation faite à l'emplacement du conducteur avec celui du noyau. Par conséquent, le conducteur monocouche est aménagé en forme de serpentin, alors que le noyau se trouve réparti sur trois niveaux pour envelopper le conducteur. Cette structure a pour objectif de réduire considérablement les résistances de contact le long du conducteur, permettant ainsi une montée en puissance par rapport au composant de forme toroïdale, sans risque de pertes excessives. La valeur d'inductance est calculée de façon identique à celle de la bobine précédente. Finalement, vu que la longueur moyenne du noyau est plus importante, ceci a pour conséquence d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance. La figure 2.8 montre (a) la topologie de ce type de bobine et (b) une photographie d'une réalisation [19].

2.4 Les matériaux utilisés pour l'intégration des micros bobines

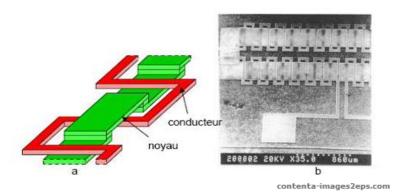


Fig. 2.8 – Bobine serpentin : a) Vue d'ensemble 3D; b) Photographie de la réalisation [19]

met d'éviter le contact entre les différentes spires du conducteur et le substrat, ceci afin de ne pas provoquer de court-circuit au niveau de l'enroulement lors de l'empilement des couches de matériaux ou du substrat. Sa permittivité électrique influe grandement sur les capacités parasites interspires au niveau du bobinage et entre le bobinage et le substrat [2].

2.4.1 Matériaux magnétiques

Le matériau idéal devrait disposer d'une perméabilité relative ainsi que d'une induction à saturation élevée, afin de correctement canaliser les lignes de champ, tout en proposant une large bande passante et un niveau de pertes faible. Malheureusement, dans les matériaux réels, deux phénomènes physiques vont être à l'origine des pertes magnétiques : les pertes par courants de Foucault ainsi que les pertes par hystérésis. Elles apparaissent dans le circuit magnétique significativement dès que l'on atteint les kHz. Pour assurer des fonctionnements corrects pour des fréquences de fonctionnement de plus en plus élevées, il est nécessaire d'avoir recours à des matériaux présentant des résistivités élevées si l'on souhaite maintenir faibles les courants induits.

Dans ces conditions, le matériau magnétique ferrite présente des caractéristiques intéressantes grâce à une résistivité importante limitant ainsi les effets des

tre de compositions permettant ainsi d'obtenir différentes caractéristiques. Le domaine fréquentiel d'application s'étend entre 10kHz à plusieurs GHz pour les applications RF. En revanche ce matériau présente l'inconvénient d'être dur et donc délicat à usiner. Il est donc peu approprié pour des formes géométriques complexes qui pourraient permettre l'amélioration des performances du noyau magnétique. De plus, d'autres effets, engendrant des pertes supplémentaires peuvent également apparaître au sein d'un matériau magnétique en hautes fréquences tels que des effets locaux dans les angles du noyau ou au voisinage des entrefers engendrant des concentrations importantes de champ magnétique [22].

Quelques matériaux magnétiques utilisés en intégration

- NiFe par électrochimie. μ r de 100 à 5000 en fonction des conditions de dépôt (croissance avec ou sans champ magnétique)
- NiFe/SiO2 (dépôt par pulvérisation μ r=2000)
- MnZn par pulvérisation, puis traitement thermique (ferrite). (poudre)
- CoFeCu par électrochimie.
- NiZn par poudre.
- NiFeMo par électrochimie.
- FeCoB ruban de matériau μr de 400 à 800 suivant traitement.
- CoNbZr par pulvérisation.
- FeHfO par pulvérisation [19].

2.4.2 Matériaux diélectriques

Les isolants permettent de dissocier électriquement le bobinage du substrat ou du noyau magnétique dans le cas d'une bobine avec noyau. Les matériaux isolants couramment utilisés sont : l'oxyde de silicium (SiO2), des polymères de type résines photosensibles ou polyimides, les nitrures de silicium et l'oxyde d'aluminium (Al2O3). L'utilisation de chacun de ces isolants dépend des procédés de fabrication ainsi que des objectifs à attein-

isoler le substrat du composant. Dans ce cas, cette couche d'isolation sera la première étape de fabrication de la micro-bobine. Les oxydes sont aussi utilisés comme isolant entre le bobinage et le noyau dans certaines exceptions, comme c'est le cas des travaux de Wende et al. Cette technique est utilisée lors de la fabrication de leurs capteurs magnétiques. Les épaisseurs d'oxydes pouvant être réalisés varient de 0.1 à 1μ m. Dans le cas d'un besoin de couches d'isolant plus épaisses, ce qui est le cas pour les structures dissipant beaucoup d'énergie, les polymères représentent un meilleur choix. Les polymères employés comme isolants électriques doivent résister à des contraintes de température durant la durée de vie du dispositif. Ceux qui sont le plus couramment utilisés sont les polyamides, les polyamides photosensibles ou les résines photosensibles [2].

2.4.3 Matériaux conducteurs

Les matériaux conducteurs entrent dans la composition de l'enroulement de la bobine. Leur composition va notamment intervenir dans la résistance électrique totale du bobinage, son comportement vis-à-vis de l'oxydation, sa résistance mécanique ainsi que les difficultés de réalisation.

Les trois principaux métaux conducteurs utilisés dans la littérature sont : L'or, l'aluminium et le cuivre. Ce dernier présente une résistivité inférieure aux deux autres. L'or, de faible résistivité, a une bonne résistance à l'oxydation mais est sujet à la peste pourpre (composé intermétallique Al/Au poreux fragile et non-conducteur apparaissant à des températures de l'ordre de 200°C).

En définitive, il apparaît que le cuivre reste le métal le plus utilisé pour la réalisation de microbobines, microactionneurs, microtransformateurs ou têtes magnétiques, ceci en raison de ses propriétés électriques très intéressantes, et des différentes possibilités pour le déposer (évaporation, pulvérisation ou électrochimie) [19].

Les matériaux conducteurs

– Au :Résistivité d'environ 2,3 μ Ω .cm

Ces valeurs de résistivité doivent être légèrement majorées en fonction des techniques de dépôt de ces matériaux. En effet, ces valeurs correspondent à des matériaux massifs. Les méthodes et conditions de dépôt peuvent générer des imperfections dans la matière qui auront tendance à modifier cette résistivité.

En tous cas, quelqu'en soit l'usage, ces parties conductrices feront obligatoirement l'objet de circulations de courants et des effets non désirés seront générés [22]:

Effet de peau

Il se traduit par une tendance à la concentration d'un courant circulant dans un conducteur sur ses extérieurs. La densité de courant va alors être plus importante sur les parties extérieures de la surface du conducteur réduisant d'autant sa surface effective. Afin que cette répartition de courant soit la plus homogène possible, il est important de s'assurer que le diamètre des conducteurs n'excède pas deux fois l'épaisseur de peau δ , cette épaisseur qui dépendant de la fréquence, pouvant être évaluée par la relation 2.1.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}} \tag{2.1}$$

Avec:

 $-\rho$: Résistivité du matériau ($\rho = 1.75~\Omega.\mathrm{m}$ dans le cas du cuivre)

 $-\mu_0$: Perméabilité de l'air

 $-\mu_r$: Perméabilité du matériau

- f : fréquence de fonctionnement

Lors d'une réalisation bobinée, une solution pour répondre à la contrainte de l'effet de peau est l'utilisation de conducteur multibrins, ou fil de Litz, pour lequel tous les brins de faible section mis en parallèle permettent d'avoir au final la section de conducteur désirée. Côté technologie planar, de la même façon, plusieurs petits conducteurs peuvent être mis en parallèle de manière

Effet de proximité

La circulation d'un courant dans un conducteur va générer un champ magnétique de fuite pouvant venir perturber les conducteurs à proximité de ce premier. Ceci peut se traduire, selon le sens des courants, par une tendance des courants à circuler seulement sur les parties en vis-à-vis des conducteurs. Pour atténuer cet effet venant s'ajouter à l'effet de peau, il peut être intéressant d'écarter les conducteurs au risque d'augmenter le volume du produit final.

Effet résistif

Comme tout matériau, le conducteur dispose d'une résistivité qui va engendrer des pertes joules. La résistance continue d'un enroulement est définissable en fonction de la surface de cuivre ainsi que de la longueur moyenne de l'enroulement (équation 2.2).

$$R_{DC} = \frac{\rho \cdot l}{S} \tag{2.2}$$

Avec:

 $-\rho$: Résistivité du matériau (ρ =1,75 Ω .m dans le cas du cuivre)

- l : Longueur moyenne de l'enroulement (m)

- S : Surface du conducteur (m^2)

Effet de bord

Appelé encore couramment effet de tète de bobine, il se traduit par une forte concentration de la densité de courant aux extrémités d'un conducteur plat susceptible de se manifester en hautes fréquences. Celui-ci se rapproche physiquement de l'effet de peau.

2.4.4 Choix des matériaux pour l'intégration des micros bobines

Le choix des caractéristiques des matériaux conducteurs, isolants et magnétiques représente une étape cruciale pour le succès de la conception des micro-

de fabrication ainsi que les délais de fabrication de ces dispositifs sont les facteurs dont nous devons tenir compte lors de notre analyse.

Par conséquent, et au vu des publications recensées pour ces travaux sur les microbobines, il semble intéressant, dans un premier temps, d'orienter nos travaux vers le cuivre pour le bobinage. En fait, l'emploi du cuivre nécessite l'emploi du procédé d'électrochimie, facilement accessible d'un point de vue technologique, et qui permet d'obtenir l'épaisseur désirée comparée à d'autres procédés comme l'évaporation ou la pulvérisation. Il en découle également le type d'isolant qu'il faudra utiliser et qui servira à la fois de moule pour la croissance électrochimique et d'isolant électrique [2].

2.5 Étapes de fabrication relatives aux grandes familles de micros bobines

Après avoir vu les procédés utilisés en microélectronique pour fabriquer des dispositifs 3D, nous allons décrire les principales étapes de réalisation des structures de base des bobines intégrées. Ces grandes lignes de réalisation de structures de micros bobines sont inspirées d'une recherche bibliographique et peuvent faire l'objet d'améliorations en termes de topologie ou de choix de matériaux. Ces étapes ne sont qu'indicatives au regard de la complexité de la réalisation de ces dispositifs [19].

2.5.1 Bobine de type spirale

Les étapes de fabrication consistent à déposer sur un substrat de silicium isolé par oxydation, une couche magnétique soit par sputtering, soit par électrochimie à travers un moule. Puis au-dessus de celle-ci nous déposons une couche isolante. Nous déposons la spirale par électrolyse au travers d'un moule aménagé sur une couche d'accrochage. Pour terminer l'empilement, une couche d'isolant puis une nouvelle couche magnétique sont déposées. La figure 2.9 illustre les étapes de fabrication de ce type de bobine :

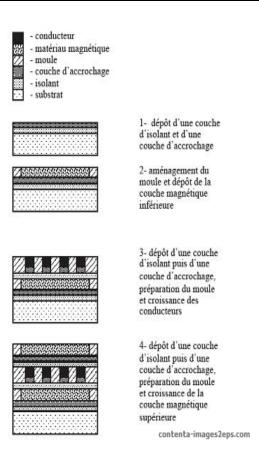


Fig. 2.9 – Étapes de fabrication pour une bobine de type spirale

2.5.2 Bobine toroïdale

Pour cette topologie, l'exemple de réalisation s'inspire des travaux de C. H. Ahn et al. Sur une plaquette de silicium oxydée, une couche d'accrochage a été déposée (Cr,Cu,Cr), puis un moule en polyimide pour les conducteurs inférieurs a été aménagé. Sur les brins en cuivre, obtenus par croissance électrochimique, on dépose une couche d'isolant en polyimide. Une nouvelle couche d'accrochage et un nouveau moule sont réalisés pour le dépôt du noyau en NiFe (81%/19%), puis une couche isolante est ajoutée par-dessus. Pour préparer le contact entre brins inférieurs et supérieurs, le polyamide est gravé au niveau des extrémités des brins enterrés jusqu'à ce qu'ils soient dégagés. Ces trous verticaux sont remplis de cuivre par électrochimie. Enfin, une nouvelle couche d'accrochage et un nouveau moule sont mis en place

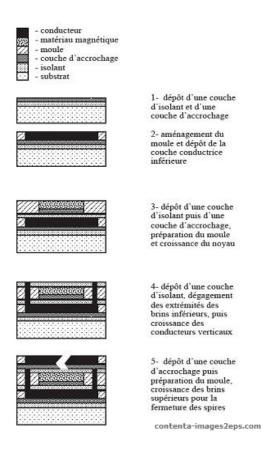


Fig. 2.10 – Etapes technologiques de fabrication des bobines toroïdales

ont employé une technique de couches sacrificielles en cuivre pour déposer un conducteur en or et un noyau en NiFe. Avec cette méthode, les produits d'attaque des métaux doivent être sélectifs avec un rapport de gravure important, afin de pouvoir éliminer le cuivre sans endommager le reste du dispositif[24].

2.5.3 Bobine en serpentin

Le procédé typique d'élaboration consiste à déposer sur un substrat isolant une couche d'accrochage, puis un moule pour les parties inférieures du noyau. Ces parties de noyau sont fabriquées par électrochimie, puis recouvertes d'une couche d'isolant. Une nouvelle couche d'accrochage et un nouveau moule sont réalisés pour le dépôt du conducteur, puis une souche isolante est significante par dessus. Pour assurer le continuité du sire

nouveau moule sont mis en place pour fermer le noyau magnétique [25],[23]. La figure 2.11 illustre l'enchaînement des étapes technologiques :

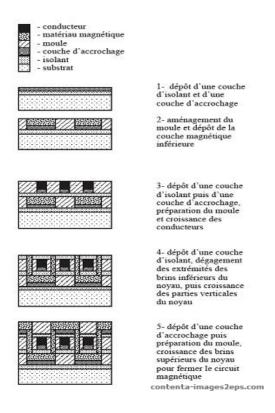
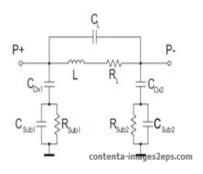


Fig. 2.11 – Etapes technologiques de fabrication des bobines de type serpentin

2.6 Modélisation d'une inductance planaire

Les inductances planaires traditionnelles sont de formes carrées, circulaires, hexagonales ou octogonales. Il a été reporté que la résistance série d'une inductance de forme circulaire ou octogonale est 10 % plus faible que celle d'une inductance carrée de même valeur de L . Yue et Yong ont rapporté un modèle Figure (2.12), avec des paramètres plus appropriés à la géométrie de l'inductance. Nous allons considérer l'inductance planaire carrée et le modèle de Yue et Yong comme un repère pour discuter des questions importantes associées à un tel dispositif incluant l'inductance série propre (L_s), les résistances (R_s, R_{sub}), les capacités (C_s, C_{ox} et C_{sub}), le facteur de



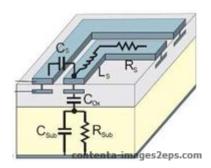


Fig. 2.12 – Schéma électrique équivalent d'une inductance spirale planaire

spires. Il induit un comportement inductif se traduisant par la circulation de courants induits en sens opposé dans le substrat.

- La différence de potentiel entre les connections de la self génère un champ électrique induisant des pertes ohmiques (R_s) dues à la résistivité du métal et des pertes dans le substrat dues aux courants de Foucault.
- Un autre champ électrique est le résultat de la différence de potentiel entre les spires, à l'origine d'une capacité de couplage (C_s) entre spires.
- Enfin, un champ électrique est induit par la différence de potentiel entre la self et le substrat se traduisant par une capacité de couplage entre l'inductance et le substrat (C_{ox1} et C_{ox2}) ainsi que des pertes ohmiques du fait que le champ électrique pénètre dans le substrat conducteur (R_{sub1} et R_{sub2}).

2.6.1 Différentes méthodes simplifiées

Pour une géométrie donnée, la valeur de l'inductance dépend de plusieurs paramètres ainsi, nous considérons :

- Le nombre de tours n
- La largeur du conducteur w
- Le diamètre intérieur d_{in} , extérieur d_{out} et moyen d_{avg}

$$d_{avg} = \frac{d_{in} + d_{out}}{2} \tag{2.3}$$

$$d_{out} = d_{in} + 2.n.(s+w) (2.4)$$

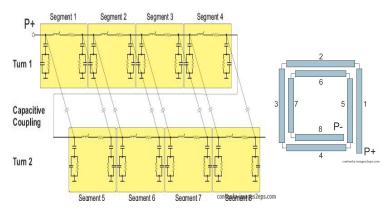


Fig. 2.13 – Illustration d'une bobine planaire segmentée

inductances de forme carrée rendant possible la conception de ces dernières. La méthode de Grover consiste à segmenter l'enroulement et à calculer l'inductance pour chaque segment individuel et la mutuelle entre les deux segments que lui sont parallèles [27].

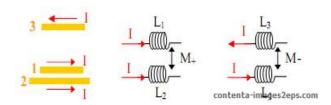


Fig. 2.14 – Schéma de principe du couplage inductif

L'inductance équivalente (L_T) de la bobine est donnée par la relation suivante :

$$L_T = L_0 + M_+ - M_- (2.5)$$

$$L_0 = \sum L_x \tag{2.6}$$

L'inductance (L_0) est la somme des inductances de chaque segment composant la bobine M_+, M_- respectivement les mutuelles inductances positives et négatives. L'inductance (L_x) d'un seul segment x est donnée par :

$$L_x = 2\mu_0 l_x \left[L_n \left(\frac{2l_x}{w+t} \right) + 0.50 + \frac{w+t}{3l_x} \right]$$
 (2.7)

Dans cette expression, la représente la longueur du conducteur, w sa largeur et t son épaisseur est la perméabilité du vide. La mutuelle entre deux con A_x est le paramètre d'inductance mutuel égal à :

$$A_x = \ln\left\{\frac{l_x}{GMD} + \sqrt{1 + \left(\frac{l_x}{GMD}\right)^2}\right\} - \sqrt{1 + \left(\frac{l_x}{GMD}\right)^2 + \frac{GMD}{l_x}}$$
(2.9)

Le coefficient GMD correspond à la distance géométrique moyenne entre deux conducteurs. GMD s'exprime en fonction de l'espacement entre deux conducteurs d et de la largeur des conducteurs w par la relation :

$$\ln GMD = \ln d - \left[\frac{1}{12 \left(\frac{d}{w} \right)^2} + \frac{1}{60 \left(\frac{d}{w} \right)^4} + \frac{1}{168 \left(\frac{d}{w} \right)^6} \dots \right]$$
 (2.10)

Méthode de Mohan

L'optimisation de la valeur de l'inductance pour une surface donnée va donc dépendre d'un choix judicieux du nombre de tours et du diamètre interne de l'inductance afin de favoriser les mutuelles positives et de minimiser les mutuelles négatives .Mohan a développé Une autre méthode pour le calcul de L qui simplifie les calculs et qui est basée sur le concept de feuilles de courants [28]. Sa méthode sert d'approximation correcte dans le cas de géométrie où l'épaisseur du conducteur est négligeable devant sa largeur et sa longueur. Cette méthode a de plus l'avantage d'être facilement adaptable à d'autres géométries (carrée, octogonale et circulaire). L'inductance s'exprime par la relation :

$$L \cong \frac{\mu_0 n^2 d_m c_1}{2} \left(\ln \left(\frac{c_2}{b} \right) + c_3 b + c_4 b^2 \right)$$
 (2.11)

Rappelons que n est le nombre de spires, c_1,c_2,c_3,c_4 des constantes, d_m le diamètre moyen de l'inductance défini à partir de $d_i n$ diamètre intérieur et $d_o ut$ diamètre extérieur par la relation :

$$d_{in} = 0.5(d_{in} + d_{out}) (2.12)$$

$$b = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \tag{2.13}$$

C1C2C3C4Géométrie 1.27 Carrée 2.07 0.180.131.09 2.23 Hexagonal 0 0.17Octogonal 1.07 2.290 0.19Circulaire 1 0 2.46 0.20

Tab. 2.1 – Paramètres constants de Mohan

TAB. 2.2 – Valeurs des coefficients K1 et K2 utilisés dans la méthode de Wheeler

Géométrie	K1	K2
Carrée	2.34	2.75
Hexagonal	2.33	2.82
Octogonal	2.25	3.55

dans le cas planaire intégré. L'inductance $L_m w$ donnée par la méthode de Wheeler a pour expression [27] :

$$L_{mw} = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_m}{1 + K_2 b} \tag{2.14}$$

Dans laquelle b et d_m sont les mêmes paramètres définis par Grover, K1 et K2, deux coefficients fonctions de la forme géométrique utilisée. Les valeurs de ces deux coefficients sont :

2.6.2 Facteur de qualité

Le facteur de qualité est une grandeur essentielle qui caractérise la capacité du composant à stocker ou transmettre plus d'énergie qu'il n'en dissipe. C'est en particulier un des points les plus difficiles touchant à la conception des inductances intégrées. En effet, le facteur de qualité Q est extrêmement important pour l'inductance à haute fréquence car il traduit directement l'énergie stockée par le champ magnétique dans l'inductance. Dans le cas idéal, l'inductance est un pur élément de stockage d'énergie (Q tend vers l'infini lorsque la fréquence tend vers l'infini) alors qu'en réalité

résistance pure. Si l'inductance est reliée à la masse comme dans la plupart des applications, alors le circuit équivalent de l'inductance peut être réduit à celui présenté par la Figure (2.16) [30].

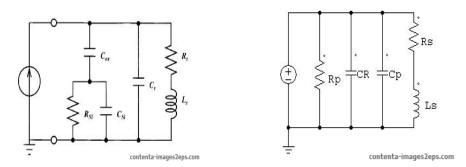


Fig. 2.15 – Circuit équivalent d'une inductance reliée à la masse

A partir d'un tel modèle, le facteur de qualité de l'inductance peut s'exprimer par :

$$Q = \frac{\omega . L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + \left[(\frac{\omega . L_s}{R_s})^2 + 1 \right] . R_s} \cdot \left[1 - \frac{R_s^2 . (c_s + c_p)}{L_s} - \omega^2 . L_s . (c_s + c_p) \right]$$
(2.15)

Dans cette équation le premier terme correspond au facteur de qualité simple, le deuxième traduit les pertes substrat et un troisième exprime le facteur d'auto-résonance. Sachant que ω est la pulsation, L_s est l'inductance série, R_s la résistance série, R_p,C_p résistance et capacité de couplage. R_p et C_p sont reliées à R_{sub},C_{sub} et C_{ox} par les relations :

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 \cdot c_{ox}^2 \cdot R_{sub}} + \frac{R_{sub}(c_{ox} + c_p)^2}{c_{ox}^2}$$
 (2.16)

$$c_p = c_{ox} \frac{1 + \omega^2 (c_{ox} + c_{sub}) \cdot c_{sub} \cdot R_{sub}^2}{1 + \omega^2 (c_{ox} + c_{sub})^2 \cdot R_{sub}^2}$$
(2.17)

Dans une bobine classique, Q devrait croître de façon monotone avec la fréquence car ce dernier dépend uniquement de L_s et R_s ; ce qui n'est pas le cas dans une bobine intégrée car les pertes du substrat deviennent dominantes à haute fréquence jusqu'au caractère auto-résonant de l'inductance. Les inductances intégrées sont habituellement élaborées sur un substrat Si, et les pertes substrat sont principalement dues aux couplages capacitifs et inductifs. Le couplage capacitif représenté par C_p dans le modèle précédent Figure (2.15) entre la couche de métal et le substrat change le potentiel du substrat et induit un courant de déplacement. Le couplage inductif est

2.7 Conclusion

Nous avons fait dans ce chapitre une étude sur les différentes topologies d'inductances intégrées, nous avons vu que les micros bobines sont présentes dans des domaines aussi variés que les hyperfréquences, les capteurs et l'électronique de puissance A la fin de cette étude nous avons pu déduire la technologie et la topologie d'intégration de la bobine dans les alimentations à découpages qui seront l'objet de notre étude dans le chapitre qui suit. Notre choix s'est posé sur l'inductance intégrée type planaire spirale carrée avec noyau magnétique :

- Planaire, car elle nous permet d'atteindre des dimensions plus réduites par rapport aux autres topologies (méandre ou serpentin).
- Spirale carrée, Car on peut atteindre des valeurs d'inductances plus élevées par rapport aux technologies spirales circulaires ou octogonales, en plus que sa réalisation est plus simple comparée aux autres topologies.
- Avec noyau magnétique, car la présence de ce dernier favorise une énergie plus importante à stocker.

Dans le chapitre suivant on va faire une étude générale sur les alimentations à découpages, et le dimensionnement de la micro bobine dans différentes alimentations à découpages.

Chapitre 3

Dimensionnement d'une micro bobine pour une alimentation à découpage

3.1 Introduction

Le développement rapide de technologies domestiques ou industrielles nécessitant des convertisseurs d'électronique de puissance encourage les recherches universitaires et industrielles concernées par ce domaine à innover en permanence. Le défi incessant soumis à ces recherches est d'augmenter le rendement, de diminuer le volume et le coût des convertisseurs d'énergie. Naturellement, des questions sérieuses se cachent derrière ce défi et qui doivent être prises en compte comme : les problèmes thermiques, la compatibilité électromagnétique, la fiabilité et la technologie de réalisation des convertisseurs.

Dans le domaine des alimentations à découpage, les composants bobines sont des composants indispensables dans tous les types de convertisseurs statiques. Ces composants magnétiques sont dans le même temps les plus volumineux, lourds, coûteux et générateurs de pertes. C'est pourquoi nous

Depuis que les alimentations à découpage rendent possible la conversion d'énergie statique en assurant un bon rendement, les recherches se portent principalement sur l'amélioration des caractéristiques des composants actifs et passifs de puissance ainsi que sur l'environnement de ces derniers tels que le refroidissement, la connectique, la commande etc. Ces travaux sont conduits à travers l'utilisation et la mise en œuvre de techniques de réalisation et d'intégration toujours plus performantes, ainsi que sur la miniaturisation de ces structures. En outre, cette miniaturisation, qui permettra essentiellement l'utilisation de ces structures dans des systèmes embarqués du fait de leur faible encombrement et de leur légèreté, se doit d'être réalisée de façon à satisfaire un critère qui devient, ces dernières années, primordial, à savoir le rendement de conversion. Les sources d'énergie actuelles devenant de plus en plus coûteuses, les structures de conversion d'énergie se doivent de ne pas les gaspiller inutilement.

Dans ce chapitre on ne va pas intégrer un micro convertisseur mais on va intégrer une inductance en vue de l'utiliser dans une alimentation à découpage miniaturisée, on va étudier deux types d'alimentations, non isolée et isolée.

3.2 Différentes structures d'alimentations à découpages

Une alimentation à découpage est une alimentation électrique dont la régulation est assurée par un composant électrotechnique utilisé en commutation (généralement un transistor). Ce mode de fonctionnement s'oppose à celui des alimentations linéaires dans lesquelles le composant électrotechnique est utilisé en mode linéaire. Les alimentations à découpage se sont fortement développées depuis les années 1980 pour pallier les inconvénients des alimentations linéaires : poids élevé et faible rendement. Elles sont utilisées désormais dans tous les appareils électroniques (grand public), la figure 3.1 montre une photo d'alimentation à découpage [31].



Fig. 3.1 – Vu interne d'une alimentation ATX (Advanced Technology Extended)

Le tableau ci-dessous montre les différentes alimentations qui existent. Les alimentations à découpage peuvent être classifiées suivant plusieurs critères : topologie du circuit, isolation, composants utilisés, etc.

Tab. 3.1 – les différentes alimentations à découpages

Type	Puissance (watts)	Rendement	Stockage d'énergie	Isolation
Buck	0-1000	75%	Simple inductance	N
Boost	0-150	78%	Simple inductance	N
Buck-boos	0-150	78%	Simple inductance	N
Fly back	0-150	78%	Transformateur	О
Forward		78%	Transformateur + inductance	О
Push-pull	100-1000	72%	-	-
Half Bridge	0-500	72%	-	-

3.2.1 Structures non isolée

Les structures les plus utilisées sont les convertisseurs buck (Fig 3.2), boost (Fig 3.3), et buck-boost (Fig 3.4) car elles présentent de bons com-

fournir jusqu'à 50 ou 60A sous une tension de 3,3V à partir d'une tension d'entrée de 12V.

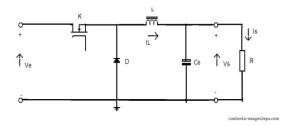


Fig. 3.2 – structure non isolée de type Buck

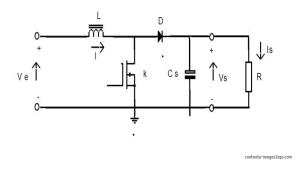


Fig. 3.3 – structure non isolée de type Boost

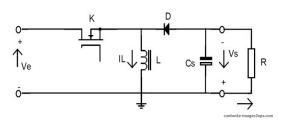


Fig. 3.4 – structure non isolée de type Buck-Boost

Ces alimentations partent d'une source continue déjà existante, que nous nommerons Ve. Elles débitent dans une charge résistive R. Elles mettent en jeu les éléments suivants :

 Un transistor K fonctionnant en commutation (découpeur), à une fréquence fixe f et un rapport cyclique a réglable. (C'est souvent un MOS, de RON faible)

- Diode de roue libre de seuil de conduction négligeable.
- Bobine ramenée à sa seule inductance L (Hypothèse plausible au vu de l'ordre de grandeur de la fréquence de découpage.

A priori, il existe 2 régimes de fonctionnement pour de telles alimentations :

- Régime de conduction continue : Le courant ne s'annule jamais dans la bobine.
- Régime de conduction discontinue : Il y a démagnétisation totale de la bobine au cours d'une période, ce qui correspond à l'annulation temporaire du courant qui la traverse [20].

3.2.2 Structures non isolée intégrée

L'intégration des structures non isolées est plus simple puisque le nombre de composants est moins important que dans le cas des structures isolées. C'est donc ce type de structure qui a été, à l'heure actuelle, l'objet de nombreuses études pour envisager leur intégration. Les premières études visant à l'intégration de telles structures se sont portées sur le développement de moyens technologiques pour assurer de bonnes caractéristiques. Différentes topologies ont donc été étudiées, avec des contraintes, des caractéristiques ainsi que des applications variées.

La structure la plus simple en électronique de puissance est sans doute le hacheur Buck (figure 3.2) ou le hacheur boost (fig 3.3) ou la structure buck-boost (figure 3.4), qui ne comportent qu'un transistor, une diode, une inductance et des condensateurs de découplage. Il est donc logique que les efforts d'intégration se fassent sur cette topologie. L'intégration du circuit de puissance a l'avantage de permettre la réalisation du circuit de commande sur la même puce que la puissance, réduisant de fait les dimensions des circuits, les besoins d'interconnexions ainsi que le temps de réalisation puisque les processus de puissance et de commande sont mutualisés. Sur la figure (3.5) on a un convertisseur buck intégrée en technologie monolithique [32].

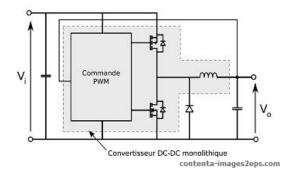


Fig. 3.5 – Structure d'un hacheur série intégré

nel, à une fréquence de plusieurs dizaines de kHz.

L'insertion d'un transformateur remplit la fonction d'isolement galvanique, c'est-à-dire que les potentiels statiques en sortie et en entrée sont indépendants. Cette contrainte est imposée lorsque des liaisons à bas niveau sont réalisées (en informatique, par exemple) ou lorsque des contraintes de sécurité sont demandées (par rapport au risque d'électrocution, par exemple) [33]. L'introduction d'un transformateur peut se faire de deux manières. On peut :

- l'utiliser comme une inductance; on a alors une branche courant qui s'intercale de façon naturelle entre les sources de tension, et on passe par l'intermédiaire de l'énergie stockée dans l'inductance magnétisante;
- le faire fonctionner effectivement en transformateur (puissance transmise instantanément du primaire au secondaire); dans ce cas, il ne modifie en rien les règles à observer pour l'interconnexion des sources d'entrée et de sortie; ces deux sources étant ici des sources de tension, on doit, comme dans le cas des convertisseurs non isolés, intercaler une inductance L . L'introduction du transformateur impose simplement de respecter ses règles de fonctionnement [31].

A. Alimentation à découpage à stockage inductif (FLYBACK)

Un convertisseur Flyback est une alimentation à découpage, généralement

utilisée en industrie (moniteur LCD, télévision CRT, lecteur de DVD, ...). Il est généralement réservé aux applications de puissance réduite.

Le schéma de base d'un convertisseur Flyback est représenté sur la figure (3.6). C'est l'équivalent d'un convertisseur Buck-Boost dans lequel on aurait remplacé l'inductance par deux inductances couplées jouant le rôle de transformateur. Par conséquent le principe de fonctionnement des deux convertisseurs est très proche. Dans les deux cas on distingue une phase de stockage d'énergie dans le circuit magnétique et une phase de restitution de cette énergie. Le dimensionnement du circuit magnétique définit la quantité d'énergie que l'on peut stocker mais aussi la rapidité avec laquelle on peut en réaliser le stockage et le déstockage. C'est un paramètre important qui détermine la puissance que peut fournir l'alimentation Flyback [34],[35].

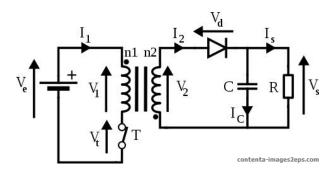


Fig. 3.6 – Schéma de base d'un convertisseur Flyback

B. Alimentation à découpage à conduction directe (FORWARD)

Il s'agit de l'alimentation dont le principe est le plus proche de celui décrit dans l'introduction, car basé sur le principe du hacheur série. Le schéma de base de cette alimentation est alors le suivant : Le transformateur est placé en série avec l'interrupteur statique du hacheur, la diode de roue libre étant placée au secondaire du transformateur. Un troisième enroulement (tension V3) est placé sur le noyau du transformateur. Il permet la démagnétisation du transformateur après la phase de conduction de l'interrupteur T. La diode D permet de forcer la démagnétisation par le troisième enroulement

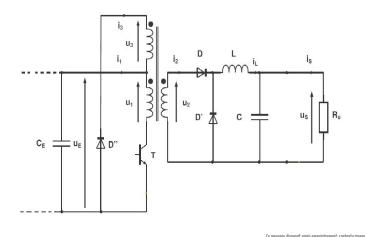


Fig. 3.7 – Structure forward

C. Alimentation à découpage de type push pull

Ce type d'alimentation à été conçu pour palier à un des inconvénients de l'alimentation Forward, à savoir l'utilisation dans un seul quadrant magnétique du transformateur. Pour permettre l'utilisation dans deux quadrants du circuit magnétique ($B\succ0$ et $B\prec0$), il est nécessaire de pouvoir magnétiser le transformateur sous une tension positive, puis sous une tension négative. Parmi les différentes structures existantes, celle basée sur l'utilisation d'un hacheur en pont est la plus simple au niveau de l'étude [35].

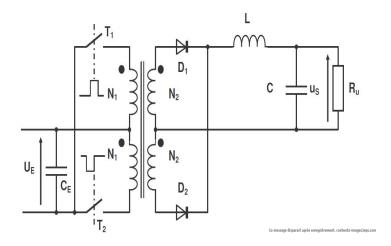


Fig. 3.8 – Structure push pull

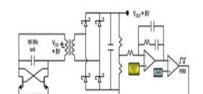
3.2.4 Structure isolée intégrée

Ces structures sont en effet plus complexes, car elles nécessitent un nombre plus important de composants, et les rendements maximums sont de fait plus faibles que pour les structures simples non isolées. Cette structure proposée par Analog Devices figure 3.9 permet de faire de la conversion DC-DC isolée. Les différents éléments de la structure étant tous intégrés sur silicium, connectés à l'aide de fils de bondings et placés dans un boitier SOIC [32].

3.3 Alimentation à découpage non isolée de type Buck avec une inductance discrète

Il s'agit des convertisseurs dans lesquels l'inductance se trouve du côté sortie (fig 3.10). Le convertisseur élémentaire à déterminer est donc un con-





vertisseur non réversible tension-courant.

Le circuit est alimenté par une source de tension Ve, la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant I_S figure 3.11. L'interrupteur K, est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence F = 1/T [35].

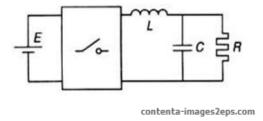


Fig. 3.10 – Schéma de principe d'une alimentation de type Buck

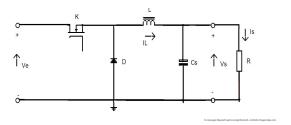
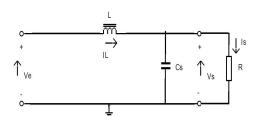


Fig. 3.11 - Montage du convertisseur Buck

Le courant I_L circulant dans l'inductance se partage en un courant I_c (energie apportée au condensateur) et I_s (courant dans la charge considéré constant.

A. Phase 1 (0 \prec t $\prec \alpha$ T)

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant :



On a:

$$V_e - V_s = L \cdot \frac{di}{dt} \tag{3.1}$$

$$i(t) = I_m + \frac{V_e - V_s}{L}.t \tag{3.2}$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant dans l'inductance atteint la valeur :

$$i(t) = I_m + \frac{V_e - V_s}{L} \cdot \alpha \cdot T \tag{3.3}$$

B. Phase 2 ($\alpha T \prec t \prec T$)

A t= α T on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit est le suivant :

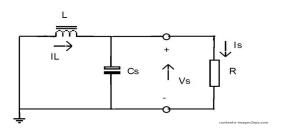


Fig. 3.13 – Schéma de principe pour la phase 2

$$-V_s = L\frac{di}{dt} \tag{3.4}$$

$$V_s = -L\frac{di}{dt} \tag{3.5}$$

$$i(t) = I_M \frac{V_s}{L} (t - \alpha T) \tag{3.6}$$

A l'instant t = T le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_m = I_M - \frac{V_s}{L}(t - \alpha)T \tag{3.7}$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance : $\Delta I = I_M$ - I_m De l'équation on tire :

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \tag{3.8}$$

Et enfin on tire l'équation suivante :

$$V_{s}$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique a. Celui ci étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours abaisseur de tension.

3.3.1 Dimensionnement du condensateur de sortie

Le courant I_c traversant le condensateur C_s est égal à la différence entre le courant circulant dans l'inductance L et le courant de sortie I_s , avec $I_c = I_L - I_s$ Soit ΔQ la variation positive de charge du condensateur C_s , avec :

$$\Delta Q = \frac{T.\Delta I}{8}$$

$$\Delta Q = C_s.\Delta V_c$$
(3.11)

On en déduit la valeur de la capacité C_s nécessaire pour obtenir une ondulation de la tension de sortie ΔV_s ($\Delta V_s = \Delta V_c$ si le condensateur est parfait) [35].

3.3.2 Dimensionnement de l'inductance

A partir de la relation (3.9) on en tire :

$$L = \frac{V_s(1-\alpha)}{f_s \Delta I} \tag{3.12}$$

3.3.3 Simulation d'une alimentation à découpage de type buck avec inductance discrète

Pour la simulation on va utiliser le logiciel Psim, avec lequel on va déduire les différentes formes d'ondes de la tension de sortie, du courant de sortie, du courant de l'inductance ainsi que la tension aux bornes de l'inductance et du courant de la capacité.

Cahier des charges

Ce cahier de charges sera valable pour le cas d'une alimentation buck à inductance simple et à inductance intégrée.

- Tension d'entrée Ve=5 volts

Ce cahier de charge, s'adapte à un micro-convertisseur de faible puissance [19].

Afin de rester dans un fonctionnement permettant le contrôle en tension à faible charge, c'est à dire indépendant du courant moyen de sortie, nous opterons pour un fonctionnement en conduction continue ou en limite de conduction continue. Ceci nous permettra en outre de pouvoir régler la tension moyenne en sortie en jouant sur la valeur du rapport cyclique.

A. Calcul de la valeur d'inductance de la bobine

En se référant aux ouvrages traitant de la conversion d'énergie [9], nous pouvons extraire les équations qui vont nous permettre de calculer les valeurs d'inductance et de capacité qui nous serons nécessaires pour la réalisation du micro-convertisseur. Ces équations sont issues d'hypothèses simplificatrices.

L'ondulation en courant est maximale pour α =0,5. À cette valeur de rapport cyclique l'ondulation en courant a pour expression :

$$(\Delta i_l)_{\text{max}} = \frac{1}{L.f} \alpha . V_e . (1 - \alpha)$$
(3.13)

Afin de calculer la valeur d'inductance L requise pour notre micro-convertisseur nous allons déterminer la valeur des paramètres inconnus. C'est-à-dire la valeur de l'ondulation maximale du courant traversant la bobine (Δi_L) max. La puissance et tension de sortie moyennes nous permettent de calculer le courant moyen de sortie $i_s moy$:

$$i_{smoy} = \frac{p_{smoy}}{V_{smoy}} = 0.4A \tag{3.14}$$

Or $i_{smoy} = i_{Lmoy}$ - i_{Cmoy} , avec $i_{Cmoy} = 0$ A puisque le courant moyen traversant le condensateur est nul en régime permanent, ainsi $i_{smoy} = i_{Lmoy}$.

Nous avons choisi un mode de fonctionnement en limite de conduction continue, c'est-à dire que le courant dans la bobine est toujours positif et s'annule en un point, la forme du courant est représentée sur la figure 3.14.

Pour le mode de conduction critique le courant i_L ayant une forme triangu-

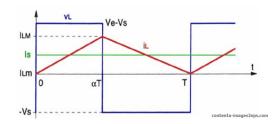


Fig. 3.14 – formes d'ondes pour le calcul de l'ondulation du courant dans la bobine en limite de conduction continue

$$(\Delta i_L)$$
max= i_{Lmax} =2. i_{Lmoy} =0.8A.

Connaissant les valeurs de f et V_e (f=500kHz et V_e =5V), nous pouvons en tirer la valeur de l'inductance de notre bobine.

$$L = \frac{V_e}{4.f(\Delta i_L)_{\text{max}}} \tag{3.16}$$

Après calcul, on trouve comme valeur d'inductance :L= 3.125μ H.

B. Calcul de la valeur de capacité du condensateur de sortie

L'ondulation en tension maximale est donnée à $\alpha{=}0.5$

$$(\Delta V_s)_{\text{max}} = \frac{V_e}{32.L.C.f^2}$$
 (3.17)

Maintenant que nous avons la valeur d'inductance nous pouvons extraire la valeur de la capacité par la relation (3.18)

$$C = \frac{V_e}{32.L.f^2.(\Delta V_s)_{\text{max}}}$$
 (3.18)

En choisissant une ondulation de la tension de sortie de l'ordre de 10% de la valeur moyenne de vs, soit (Δv_s)max=0,15V nous obtenons une valeur de la capacité C= 2,2 μ F.

C. Le Rendement

Le rendement du convertisseur abaisseur Buck s'exprime par la relation [35] :

$$\eta = \frac{V_s(V_e - V_{sat} + V_d)}{V_e(V_s + V_d)}$$
(3.19)

Aprés calcul on trouve : η =71%. Le rendement réel est toute fois inférieur

D. Résultats de simulations avec le logiciel Psim

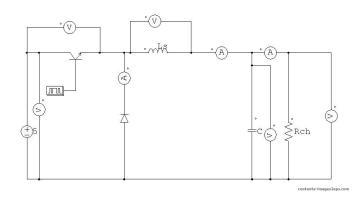


Fig. 3.15 – Schéma du micro convertisseur Buck avec une simple inductance

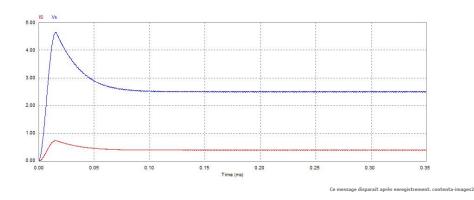


Fig. 3.16 – la tension et le courant de sortie à simple inductance

Nous remarquons sur la figure Figure 3.16 que la tension augmente jusqu'à une valeur max (4.7 V). C'est le régime transitoire puis à t=0.05s la tension commence à se stabiliser à la valeur Vs=2.5V; de même le courant augmente en régime transitoire jusqu'à une valeur max (0.7A) puis, en régime permanent, se stabilise à une valeur de Is=0.4A.On remarque sur la Figure 3.17 que le courant se stabilise à la valeur de IM=0.8A et la tension a la valeur de V=2.5V, ce qui valide nos calculs théoriques. Les résultats obtenus sont identiques aux résultats trouvés dans la littérature.

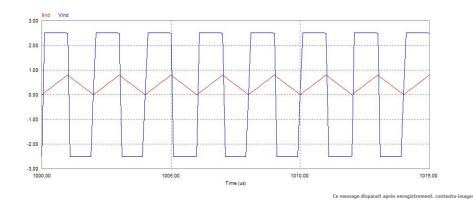


Fig. 3.17 – les formes d'ondes du courant et de la tension de l'inductance

3.4 Alimentation à découpage non isolée de type buck avec une inductance intégrée

Pour cette partie on va dimensionner la micro bobine planaire spirale carrée en vu de l'intégrer dans une alimentation à découpage non isolée de type Buck. Pour cela on a générer un programme en matlab qui nous permet de dimensionner la micro bobine pour Deux types d'alimentations à découpages non isolées (Buck et Boost). L'organigramme ci-dessous montre le déroulement du programme.

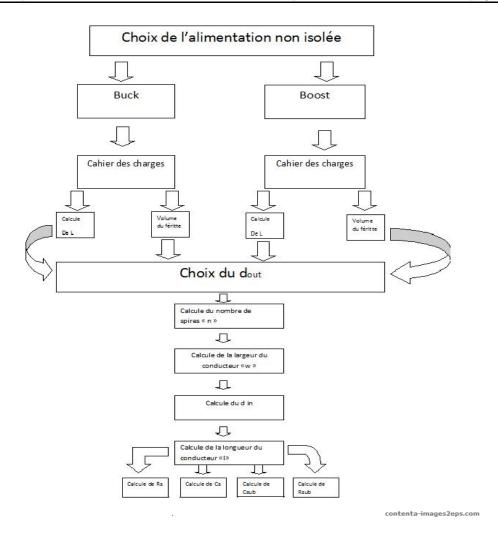


Fig. 3.18 - L'organigramme du dimensionnement

3.4.1 Choix du matériau

Pour l'enroulement de la bobine, il apparaît par comparaison avec d'autres conducteurs, que le cuivre sera le matériau optimal en termes de résistivité, de dépôt et de coût. En effet, il est possible de faire croître du cuivre par différentes méthodes : évaporation, pulvérisation, électrolyses et en particulier par électrochimie. Sa résistivité est au environ des 1,8 μ Ω .cm, ce qui est inférieur à celle de l'or et l'aluminium. Enfin son coût de mise en œuvre est également inférieur à celui de l'or. Pour le noyau magnétique, nous choisirons l'alliage NiFe dans une proportion de 80% de Nickel et 20% de

tions dont la réalisation de tête magnétique. À ce titre, nous utiliserons les quelques informations qu'on trouve dans la littérature scientifique ainsi que des produits commerciaux existants pour la mise en œuvre des dépôts électrochimiques de ce matériau. Si l'on se réfère aux travaux traitant de cet alliage, sa perméabilité magnétique relative μ_r est en moyenne de 800 et le champ magnétique maximal B_{max} de 600mT.

Afin d'avoir une première approche de dimensionnement de la bobine nous partirons sur des valeurs typiques de paramètres électriques et magnétiques pour ces matériaux. Pour nos calculs, nous prendrons une résistivité du cuivre ρ cu de 1,7 μ Ω .cm. Pour l'alliage Ni80Fe20 nous prendrons les valeurs de perméabilité magnétique rencontrées dans la littérature qui sont de l'ordre de μ_r =800 et d'un champ magnétique maximal B_{max} autour de 600mT pour des dépôts n'ayant pas subi de traitements spécifiques tels que cuisson, dépôt sous champs magnétiques.

Caractéristique des matériaux utilisés

Matériaux	Cuivre(conducteur)	Ferrite(NIFe)noyeau	Isolant(SiO2)
Conductivité σ	$5,998.10^7$	$2,2.10^4$	0
Résistivité ρ (Ω .m)	1,7.10 ⁻ 8	45.10 - 6	10^{6}
Permitivité relative ϵ_r	1	10	3,9
perméabilité relative μ_r	1	800	1

Tab. 3.2 – Caractéristiques des matériaux utilisés

3.4.2 Dimensionnement de la micro bobine Spirale planaire carrée

A. Stockage de l'énergie magnétique

Les topologies de bobines peuvent être classées en 2 catégories, en fonction du milieu où elles stockent l'énergie magnétique :

- Stockage dans le noyau magnétique

tionnement nominal, il est possible de calculer l'énergie à stocker dans ce composant par la relation (3-21)

$$E = \frac{1}{2} L(i_{L \max})^2 \tag{3.20}$$

Avec une bobine d'une valeur d'inductance de 3.125μ H (cette valeur a été calculée précédemment) traversée par un courant maximum de 0.8 A (ce courant a été aussi calculé précédemment), il faut stocker une quantité d'énergie de 1μ j.

B. Volume du noyau magnétique

Pour déterminer le volume du noyau pour un stockage bien précis, il faut connaître la densité volumique :

$$W_{v \max} = \frac{B_{\max}^2}{2.\mu_0.\mu_r} \tag{3.21}$$

- $-B_{max}$ c'est l'induction magnétique maximale que peut supporter le matériau.
- $-\mu_r$ c'est la perméabilité relative du matériau.

Pour un matériau magnétique Ni-Fe et sans entrefer dont les caractéristiques sont :

- L'induction magnétique maximale : $B_{max} = 0.6$ Tesla.
- Perméabilité relative : μ_r =800.

On obtient une valeur de W_{vmax} =179 j. m^-3

Le calcul du volume est donné par l'équation suivante :

$$vol = \frac{E}{W_{v \max}} \tag{3.22}$$

Aprés calcul on trouve vol $=5.58 \ mm^3$

Donc Pour le stockage d'une énergie de $1\mu {\rm j}$ nous avons besoin d'un volume de $5.58mm^3$.

C. Calcul des paramètres géométriques de l'inductance

La bobine spirale carrée est géométriquement décrite par sept paramètres

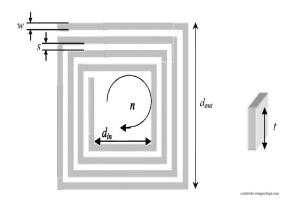


Fig. 3.19 – Micro bobine planaire spirale carrée

C.1 Calcul du nombre de spires n

On va utilisés la méthode de wheeler pour le calcul du nombre de spire, d'après la relation de Wheeler (2.14) on trouve larelation suivante qui nous permet de calculer le nombre de spire :

$$n = \sqrt{\frac{2L[(1+C) + K_2(1-C)}{\mu_0.K_1.d_{out}.(1+C)^2}}$$
(3.23)

On exige un rapport $C = \frac{d_{in}}{d_{out}}$ avec un diamètre extérieur d_{out} =2mm et un diamétre intérne d_{in} =0.4mm.

C.2 Calcul de l'épaisseur t

L'effet de peau provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Pour contourner ce problème, nous allons calculer la largeur du conducteur w en fonction de l'épaisseur de peau et de la densité de courant qui circule dans ce dernier et qui sont données par les formules suivantes [36] :

$$\delta = \sqrt{\frac{2.\rho}{\omega.\mu}} \tag{3.24}$$

Avec : $\rho_{cuivre} = 1.7.10^{-8} \left[\Omega.m\right], \mu_r = 1 \left[H/m\right]$

On trouve après calcul : $\delta = 92.8 \ \mu \mathrm{m}$

Pour que le courant circule dans tout le conducteur, il faut que la condition

C.3 Calcul de la largeur du conducteur

Pour qu'un courant maximal I=0,8A puisse circuler dans un fil conducteur qui constitue le circuit électrique de la micro bobine qu'on souhaite intégrer, il faut que la section S_c de ce dernier remplisse la condition suivante :

 $I = S_c.j_{moy}$ avec $S_c = w.t$ (Surface du conducteur)

La densité de courant surfacique dans un conducteur rectangulaire est donnée par les relations (3.25),(3.26)

$$j(x) = j_0 \cdot e^{-i\frac{x}{\delta}} \cdot e^{-\frac{x}{\delta}}$$
(3.25)

La valeur moyenne de la densité du courant

$$j_{moy} = j_0 \frac{\left[e^{-i\frac{t}{2\delta + 1}}\right]}{2} \tag{3.26}$$

Il est à noter que la densité de courant admissible dans une micro bobine est supérieure à celle dans les grandes bobines car les pertes par effet Joule qui échauffent le conducteur sont proportionnelles à son volume.

Dans la plupart des cas, les micro-conducteurs sont en contact avec des substrats, ayant de bonnes propriétés de conduction de température.

Ce qui nous permet de poser comme conditions aux limites : $j_0 = 10^9 \, [A/m^2]$ Apres calcul, la largeur du conducteur aura comme valeur de w =42 μ m qui est la largeur minimale qui nous permet d'avoir une section minimale du ruban conducteur qui fait circuler un courant maximale de 0.8A avec une densité de courant surfacique de 0.94 $10^9 \, A/m^2$. Nous pourrons opter pour une autre valeur de w; à condition qu'elle soit supérieur à 42 μ m, nous opterons donc pour w=80 μ m.

C.4 Calcul de l'espace inter spires

A partir de la forme géométrique carrée de l'inductance, on établit la formule suivante [36] :

C.5 Calcul de la longueur totale du conducteur

La longueur moyenne du conducteur dans une inductance spirale carrée est déterminée à partir de la formule :

$$l_t = 4.n \left[d_{out} - (n-1)s - nw \right] - s \tag{3.29}$$

Aprés calcul on trouve : l_t =4.6mm.

Tous les paramètres qui rentrent dans le dimensionnement du circuit électrique de la micro bobine sont représentés dans un tableau récapitulatif suivant :

Tab. 3.3 – les paramètres géométriques de l'inductance à intégrée dans le convertisseur Buck

L (μH)	n (tours)	$l_t \text{ (mm)}$	$w(\mu m)$	$t(\mu m)$	$s(\mu m)$	d_{out}	d_{in}
3.125	2	4.6	80	20	371	2	0.4

D. Calcul des paramètres électriques

Le modèle inclut l'inductance série (L), la résistance série (R_s), la capacité de couplage entre les spires (C_s), la capacité associée à la couche d'isolation (oxyde) avec le substrat (C_{ox}), la capacité de substrat (C_{sub}) et la résistance associée au substrat (R_{sub}). La dessus on trouve le schéma equivalent d'une bobine spirale en π [30].

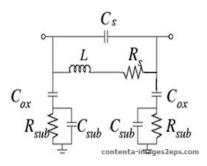


Fig. 3.20 – Schéma en π d'une inductance planaire

D.1 La résistance série R_s

$$R_s = \rho \frac{l_t}{w.t} \tag{3.30}$$

Avec:

- l_t =4.6 mm (la longuer du conducteur)
- $\rho_{cuivre}{=}16.10^{-}9$ (la résistivité du cuivre)
- w=80 μ m (la largeur du conducteur)
- t=20 μ m (l'epaisseur du conducteur)

Aprés calcul on trouve, R_s =0.139 Ω

D.2 La capacité de couplage C_s

Par construction une bobine planaire possède une capacité inter spire C_s dont l'influence apparait à mesure que la fréquence d'utilisation du composant augmente.

$$C_s = t.l_t.\frac{\varepsilon_0}{s} \tag{3.31}$$

Avec:

- ϵ_0 étant la permitivité électrique du vide $\epsilon_0{=}8.854187.10^-12~{\rm F.}m^-1$ Aprés calcul on trouve $C_s{=}0.0368~{\rm pF}$

D.3 La résistance et la capacité du substrat R_{sub}

par le couplage capacitif entre le conducteur et le substrat. Le calcul de la résistance du substrat est basé sur le secteur ou l'effet capacitif agit sur le substrat. Ce secteur dépend de la largeur et de la longueur du conducteur. Cet effet capacitif peut être pris en considération par un condensateur relié en parallèle à la résistance du substrat. La figure 3.21 montre le schéma bloc du substrat en silicium placé entre deux conducteurs idéaux, celui qui est en dessus est séparé du substrat par un isolant. Le circuit équivalent électrique de la configuration physique comprend la résistance Rsub et le shunt-condensateur Csub (figure 3.21). Ces deux effets parasites dégradent les performances de l'inductance.

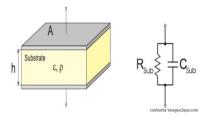


Fig. 3.21 – Substrat bloc et circuit équivalent

Une expression appropriée pour la résistance du substrat est donnée par la relation suivante :

$$R_{sub} = \frac{e}{S_a}, S_a = l_t.w \tag{3.32}$$

$$C_{sub} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S_a}{e} \tag{3.33}$$

- e c'est l'épaisseur du substrat avec h= $500\mu m$
- $-S_A$ la section du conducteur qui est en contact avec l'isolant
- $-\epsilon_r$ c'est la permitivité du substrat (NIFe)

Aprés calcul on trouve :

 $C_{sub}{=}1.85 \mathrm{pF}$ et $R_{sub}{=}0.003~\Omega$ Le circuit en π étant symétrique, nous avons : $C_{sub1}{=}C_{sub2}{=}\frac{C_{sub}}{2}~\mathrm{et}~R_{sub1}{=}R_{sub2}{=}\frac{R_{sub}}{2}$

D.4 La capacité de l'oxyde C_{ox}

$$Cox1 = Cox2 = \frac{C_{ox}}{2}$$

On prenant:

– une épaisseur d'oxyde t_{ox} =50 $\mu \mathrm{m}$

Aprés calcul on trouve :Cox=0.503pF Les différents paramétres électriques sont récapitulés sur le tableau(3.4)

Tab. 3.4 – les paramètres électriques de l'inductance à intégrée dans le convertisseur Buck

L_s (μH)	$R_s(\Omega)$	$C_s(pF)$	$R_{sub}(\Omega)$	$C_{sub}(pF)$	$C_{ox}(pF)$	Q
3.125	0.139	0.0368	0.003	1.85	0.503	200

3.4.3 Simulation d'une alimentation à découpage de type buck avec inductance intégrée

Le même cahier de charge est utilisé pour cette simulation. On va déduire les formes d'ondes de la tension et du courant de sortie du micro convertisseur, ainsi que la tension et le courant de l'inductance on utilisant le logiciel Psim, pour cette simulation on va changé l'inductance simple par une inductance intégrée, les mémes paramétres de simulation seront retenus.

A. Résultats de simulation

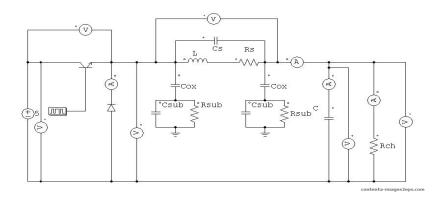


Fig. 3.22 – Schéma du micro convertisseur Buck à inductance intégrée

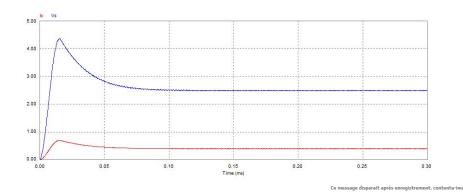


Fig. 3.23 – la tension et le courant de sortie

La figure Figure (3.23) montre la tension et le courant à la sortie du micro convertisseur avec une simple inductance. Nous remarquons que la tension augmente jusqu' à une valeur max qui est égale à Vm=4.7 V. C'est le régime transitoire. A t=0.05s, la tension commence à ce stabiliser à la valeur Vs=2.5V; Nous remarquons que le courant augmente également en régime transitoire jusqu'a une valeur max Imax=0.7A puis se stabilise, en régime permanent à une valeur de Is= 0.4A. Les résultats valident ceux trouvés théoriquement.

Pour la Figure (3.24) qui montre les formes d'ondes du courant et de la tangian de l'inductance. On remarque que le souvent se étabilise à la valeur

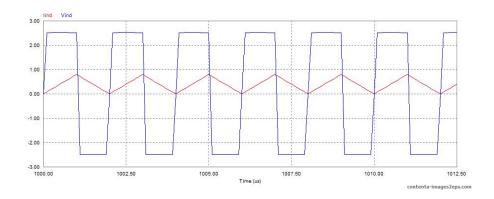


Fig. 3.24 – Les formes d'ondes du courant et de la tension de l'inductance intégrée

B. Comparaison par rapport au résultats obtenus avec un micro convertisseur à inductance discréte

Après comparaison des résultats obtenus avec un micro convertisseur à inductance discrète et un micro convertisseur à inductance intégrée, on remarque que la tension ainsi que le courant de sortie ont pratiquement les mêmes formes d'ondes, ceci valide notre dimensionnement de la micro bobine (ces paramétres géométriques et électriques).

3.5 Alimentation à découpage non isolée de type Boost avec une inductance discrète

De la même façon on va refaire notre étude mais cette fois ci avec un convertisseur de type Boost, Il s'agit des convertisseurs dans lesquels l'inductance se trouve du côté entrée figure (3.25) [35].

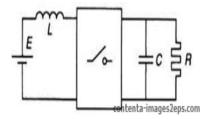


Fig. 3.25 – Schéma de principe d'une alimentation de type Boost

Le circuit est alimentée par une source de tension V_e , la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant I_S . L'interrupteur K, est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique a à la fréquence F=1/T.

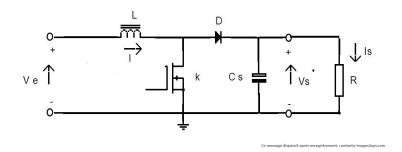


Fig. 3.26 – Montage du convertisseur Boost

A. Phase 1 (0 \prec t $\prec \alpha$ T)

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant :

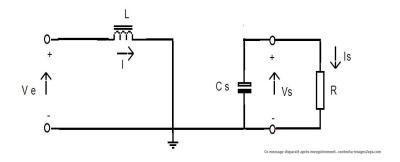


Fig. 3.27 – Schéma de principe pour la phase 1

On a:

$$V_e = L \frac{di}{dt} \tag{3.35}$$

$$i\left(t\right) = I_m + \frac{V_e}{L}.t\tag{3.36}$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant dans l'inductance atteint la valeur crête :

$$I_M = I_m + \frac{V_e}{L} \cdot \alpha T \tag{3.37}$$

B. Phase 2 ($\alpha T \prec t \prec T$)

A t = αT on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit devient :

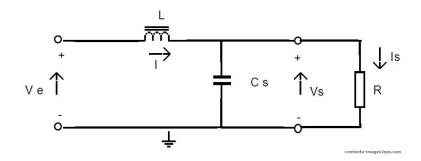


Fig. 3.28 – Schéma de principe pour la phase 2

$$V_e - V_s = L \cdot \frac{di}{dt} \tag{3.38}$$

$$V_s - V_e = -L\frac{di}{dt} \tag{3.39}$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance : $\Delta I = I_M$ - I_m a partir de l'equation (3.37) on tire :

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e}{L} \cdot \alpha T \tag{3.42}$$

Et de l'equation (3.41) on tire :

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_s - V_e}{L}. (1 - \alpha) T$$
 (3.43)

On combinant les deux equations (3.42) et (3.43) on tire:

$$V_s = \frac{V_e}{(1 - \alpha)} \tag{3.44}$$

3.5.1 Dimensionnement du condensateur de sortie

Durant la phase 1 qui dure a T, le condensateur fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur :

$$Q = I_s.\alpha.T \tag{3.45}$$

Si l'on admet une ondulation ΔV_S de la tension de sortie, on peut écrire :

$$\Delta Q = C.\Delta V_s \tag{3.46}$$

On en déduit la capacité du condensateur de sortie :

$$C = \frac{I_s \cdot \alpha \cdot T}{\Delta V_s} \tag{3.47}$$

3.5.2 Dimensionnement de l'inductance

Nous avons établi la relation : $\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e}{f \cdot \Delta I}$

On en tire l'equation qui déduit la valeur de l'inductance :

$$L = \frac{\alpha \cdot V_e}{f \cdot \Delta I} \tag{3.48}$$

3.5.3 Simulation d'une alimentation à découpage de type Boost avec une simple inductance

Cahier des charges

Ce cahier de charges sera valable pour le cas d'une alimentation Boost à inductance simple et intégrée.

- Tension d'entrée Ve=2.5 volts
- Tension de sortie Vs=5 volts
- Puissance de sortie Ps=1 watt
- Fréquence de fonctionnement f=250 khz

Ce cahier de charge, s'adapte à un micro-convertisseur de faible puissance.

Afin de rester dans un fonctionnement permettant le contrôle en tension à faible charge, c'est dire indépendant du courant moyen de sortie, nous opterons pour un fonctionnement en conduction continue ou en limite de conduction continue. Ceci nous permettra en outre de pouvoir régler la tension moyenne en sortie en jouant sur la valeur du rapport cyclique.

Calcul de la valeur d'inductance de la bobine

D'après les différentes études faites nous pouvant extraire la relation suivante :

$$V_s = V_e \frac{1}{1 - \alpha} \tag{3.49}$$

Et de là nous avons la valeur de $\alpha, \alpha = 1 - \frac{V_e}{V_e}$

L'ondulation en courant est maximale pour α =0.5. À cette valeur de rapport cyclique l'ondulation en courant a pour expression :

$$(\Delta i_l)_{\text{max}} = \frac{V_e}{L} \cdot \alpha \cdot T \tag{3.50}$$

Apres calcul, on trouve comme valeur d'inductance : L= 6.25μ m.

C. Le rendement

Pour le convertisseur Boost, on peut estimer le rendement en tenant compte de la tension de saturation V du transistor et de la tension en direct v de la diode à condition de pouvoir négliger les pertes de commutation. Un raisonnement analogue à celui mené avec le montage abaisseur conduit à :

D. Résultats de simulations avec le logiciel Psim

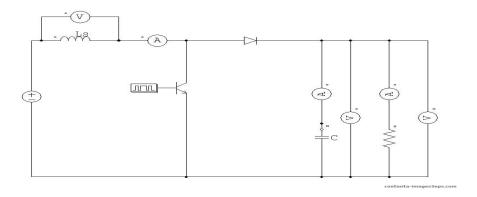


Fig. 3.29 – Schéma du micro convertisseur Boost avec une simple inductance

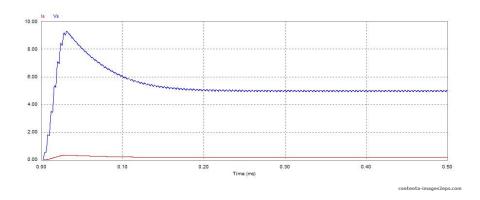


Fig. 3.30 – La tension et le courant de sortie d'une inductance simple

La figure 3.26 montre la tension et le courant à la sortie du micro convertisseur avec une simple inductance. Nous remarquons que la tension augmente jusqu' a une valeur max qui Vm=9 V; c'est le régime transitoire puis à t=0.05s la tension commence à se stabiliser à la valeur Vs=5 V; même le courant augmente en régime transitoire jusqu'a une valeur max Imax=0.7A puis en régime permanent il se stabilise à une valeur de Is= 0.4A.

La Fig.3.27 qui montre les formes d'ondes du courant et de la tension de l'inductance. On remarque que le courant se stabilise à la valeur de IM=0.7A et la tension à la valeur V=2.5V.

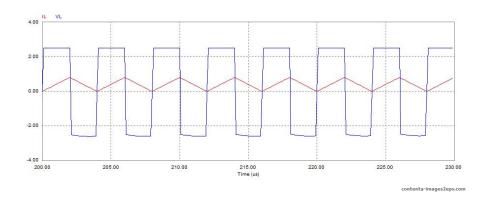


Fig. 3.31 – Formes d'ondes du courant et de la tension de l'inductance

3.6 Alimentation à découpage non isolée de type boost avec une inductance intégrée

Le même programme matlab sera utilisé pour dimensionner la micro bobine pour un convertisseur Boost et la méme topologie de micro bobine sera utilisé (spirale, planaire et carée).

3.6.1 Choix du matériau

Les mêmes matériaux utilisés pour la micro bobine intégrée du convertisseur Buck vont être utilisés pour intégrer la micro bobine dans un convertisseur Boost en l'occurrence le cuivre pour l'enroulement, le fer nickel pour le noyau magnétique et la l'oxyde du silicium comme isolant les caractéristiques de ces matériaux sont mentionnées sur le tableau (3.2).

3.6.2 Dimensionnement de la micro bobine spirale planaire carrée dans un convertisseur Boost

A. Stockage de l'énergie magnétique

Les topologies de bobines peuvent être classées en 2 catégories en fonction du milieu dans lequel elles stockent l'énergie magnétique :

- Stockage dans le noyau magnétique

Stackage dang Pain area ay gang naray (antrofan)

tionnement nominal, il est possible de calculer l'énergie à stocker dans ce composant par la relation (3.20).

Avec une bobine d'une valeur d'inductance de 6.25μ H traversée par un courant maximum de 0.8 A, il faut stocker une quantité d'énergie de 2μ j.

B. Volume du noyau magnétique

Pour déterminer le volume du noyau on va faire appel à la relation (3.21) qu'on a utilisé précedement, qui nous permet de déduire la densité volumique. On utilisant le même matériau magnétique qu'on avais utilisés pour le convertisseur Buck, le fer nickel (NiFe) et sans entrefer dont les caractéristiques sont :

- Induction magnétique maximale $B_{max} = 0.6$ Tesla
- Perméabilité relative μ_r =800

Aprés calcul on trouve une densité volumique : W_{vmax} =179j. m^{-3}

A partir de l'quation (3.22), on peux calculer le volume, Aprés calcul on trouve : vol=1.11 m m^3

Donc pour le stockage d'une énergie de $2\mu {\rm j}$ nous avons besoin d'un volume de $1.11~{\rm j.}m^{-3}$

C. Calcul des paramètres géométriques de l'inductance

Pour le calcul des différents paramètres géométriques on va faire appel aux relations (3.23),(3.24),(3.25),(3.26),(3.27),(3.28) et au programme Matlab déjà utilisé pour le convertisseur Buck, donc les mêmes relations sont valables pour le convertisseur Boost.

Le tableau (3.5) représente les différents paramétres géométrique de la micro bobine à intégrée dans le convertisseur Boost.

Tab. 3.5 – les paramètres géométriques de l'inductance à intégrée dans le convertisseur Boost

L (μH)	n (tours)	$l_t \text{ (mm)}$	$w(\mu m)$	$t(\mu m)$	$s(\mu m)$	$d_{out} \text{ (mm)}$	$d_{in}(mm)$
6.25	3	6.5	80	20	239	2	0.4

 $-\ l_t$: la longueur total du conducteur

- t :l'epaisseur

- s :l'inter spire

– w :la largeur du conducteur

- dout : c'est le diamétre extérne

- din : c'est le diamétre interne

C. Calcul des paramètres électriques

Les calculs effectués sur le convertisseur Buck sont identiques pour le convertisseur Boost. Ainsi nous allons utiliser les mêmes relations pour déterminer les valeurs des paramètres électriques, donc on se basant sur les relations (3.30) à (3.34).

Le tableau (3.6) représente les différents paramétres électriques de la micro bobine à intégrée dans le convertisseur Boost.

Tab. 3.6 – les paramètres électriques de l'inductance à intégrée dans le convertisseur Boost

L_s (μH)	$R_s(\Omega)$	$C_s(pF)$	$R_{sub}(\Omega)$	$C_{sub}(pF)$	$C_{ox}(pF)$	Q
6.25	0.0693	0.0048	0.0314	0.0085	0.276	112

 $-L_s$: la valeur de l'inductance

 $-R_s$: la résistance série

 $-C_s$: la capacité série

 $-R_{sub}$: la résistance du substrat

 $-C_{sub}$: la capacité du substrat

 $-C_{ox}$: la capacité de l'oxyde

3.6.3 Simulation d'une alimentation à découpage de type boost avec inductance intégrée

Le même cahier de charge est utilisé pour cette simulation, pour déduire les formes d'ondes de la tension, du courant de sortir du micro convertisseur de la tension et du courant de l'inductance. Une comparaison des résultats obtenus pour ces deux types d'inductance sera présentée à la fin de cette section.

A. Résultats de simulation

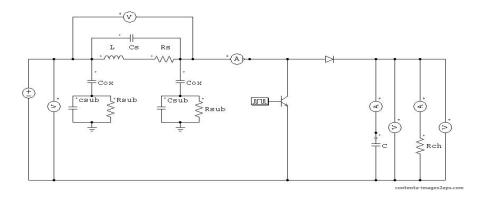


Fig. 3.32 – Micro convertisseur Boost avec une inductance intégrée

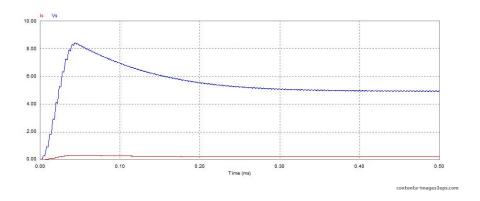


Fig. 3.33 – Tension et courant de sortie de l'inductance intégrée

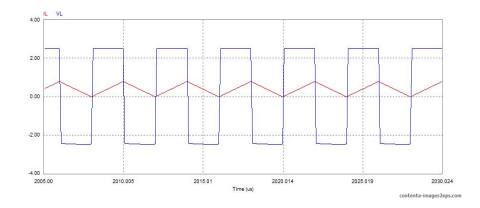


FIG. 3.34 - Formes d'ondes du courant et de la tension de l'inductance intégrée

A t=0.05s la tension commence à se stabiliser à la valeur Vs=5 V. De la même façon, le courant augmente en régime transitoire jusqu'à une valeur max Is=0.7A puis se stabilise à une valeur de Is= 0.4A, c'est le régime permanent. Ces résultats sont identiques à ceux trouvés pour un micro convertisseur de type Boost avec une inductance simple.

La Fig.3.30 montre les formes d'ondes du courant et de la tension de l'inductance. On remarque que le courant se stabilise à la valeur de IM=0.8A et la tension à la valeur de V=2.5V. C'est pratiquement les mêmes résultats trouvés avec une inductance simple.

3.7 Alimentation à découpage de type push pull à point milieu inductif à la sortie à inductances simples

Parmi les convertisseurs statiques DC-DC employés pour l'électronique de puissance, le redressement a point milieu inductif en sortie (Current doubler rectifier figure(3.35)), , a montré certains avantages dans les applications des basses tensions et des forts courants en sortie.

D'une part, les trois composants magnétiques supportent seulement la moitie du courant de sortie, réduisant ainsi les contraintes électriques sur ces différents. Ensuite, la répartition du courant de sortie via deux inductances évite une forte concentration de pertes d'une seule inductance utilisée dans le pont complet par exemple. De plus, le transformateur est plus simple au niveau de sa construction, en particulier grâce à l'absence de la connexion du point milieu [37].

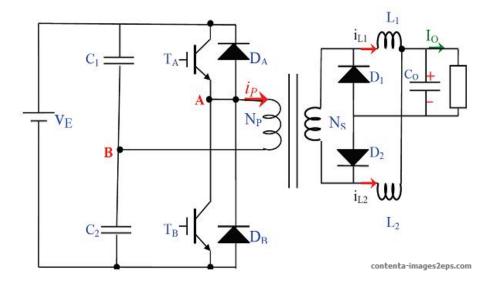


Fig. 3.35 – Convertisseur DC-DC de type push pull avec point milieu inductif à la sortie

3.7.1 Analyse du fonctionnement de la structure sélectionnée

La structura átudida sur la figura (3.35) est construite avec un point

=L, et aussi par le condensateur C_O . Côté primaire, la tension d'entrée V_e est partagée par C1 =C2 [37].

Pendant l'intervalle $[0, \alpha T]$

A la fermeture de S1, une tension Vab apparait aux bornes de primaire, ou D2 est passante et D1 est bloquée. La chute de tension aux bornes de L1 peut s'exprimer par :

$$L_1 = \frac{di_1}{dt} = m.V_{ab} - V_0 \tag{3.52}$$

Où T est la période de découpage, α est le rapport cyclique et m =NS /NP : est le rapport de transformation du transformateur.

La tension sur L2 pendant cet intervalle est :

$$L_2.\frac{di_2}{dt} = -V_0 (3.53)$$

Le courant de sortie est donné par :

$$L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} = m \cdot V_{ab} - 2 \cdot V_0 \tag{3.54}$$

Mais avec L1 = L2 = L, l'équation précédente devient :

$$L.\left(\frac{di_2}{dt} + \frac{di_1}{dt}\right) = m.V_{ab} - 2.V_0 \tag{3.55}$$

Οù

$$i_1(t) + i_2(t) = i_0(t)$$
 (3.56)

 $i_0(t)$ est le courant instantané de sortie.

$$L\frac{di_0(t)}{dt} = m.V_{ab} - 2.V_0 (3.57)$$

Pendant l'intervalle [αT , T/2]

Les interrupteurs S1, S2 sont bloqués et D1, D2 sont passantes. Le courant de sortie se divise en $i_i(t)$ et $i_2(t)$. Il peut être exprimer par la relation

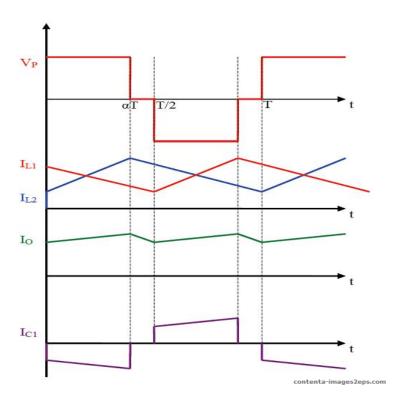


Fig. 3.36 – Forme des ondes : tension appliquée au primaire, courant des inductances, courant de sortie et courant d'un condensateur d'entrée.

Pendant l'intervalle $[T/2,T/2+\alpha T]$

L'interrupteur S2 est fermé et S1 est bloqué. D1est passante, tandis que D2 est bloquée.

$$L_2.\frac{di_2(t)}{dt} = m.V_{ab} - V_0 (3.59)$$

$$L_1.\frac{di_1(t)}{dt} = -V_a \tag{3.60}$$

Le courant de sortie est toujours la somme de $i_i(t)$ et $i_2(t)$.

Pendant l'intervalle $[T/2+\alpha T,T]$

Les interrupteurs S1 et S2 sont bloqués, D1et D2 sont passantes. Les équations (3.58), (3.59) décrivent toujours cet intervalle.

3.7.2 Expression de la tension de sortie

$$\frac{1}{T} \int_{0}^{\alpha T} U_{L1}.dt \tag{3.61}$$

$$\frac{1}{T} \int_{0}^{\alpha T} U_{L1}.dt \qquad (3.61)$$

$$\frac{1}{T} \int_{0}^{\alpha T} (mV_{ab} - V_0).dt - \frac{1}{T} \int_{0}^{\alpha T} V_0.dt = 0 \qquad (3.62)$$

Donc la tension de sortie s'écrit :

$$V_0 = \alpha.m.V_{ab} \tag{3.63}$$

3.7.3 Dimensionnement de l'inductance et des condensateurs de sortie

L'inductance et les capacités seront déterminées à partir du cahier des charges présenté ci-après qui a été pris d'une thèse de doctorat.

A. Cahier des charges

Les spécifications électriques du convertisseur sont montrées dans le tableau suivant [37]:

Tab. 3.7 – Spécifications du convertisseur sélectionné

Tension de sortie	48V
Tension d'entrée	380V
Fréquence de découpage	150 kHZ
Puissance de sortie	1 kW
Ondulation maximale du courant de sortie ($\Delta~I_L/I_0)$	$k_{i0} = 20\%$
Ondulation maximale du courant de sortie($\Delta V_0/V_0$)	$k_{v0} = 5\%$

B. Dimensionnement de l'inductance

La valeur de l'inductance demandée pour que l'ondulation du courant de sortie ne dépasse pas 20 % du courant de sortie peut être calculée en utilisant l'équation (3.57) [37] :

C. Dimensionnement des condensateurs d'entrée et de sortie

C.1. Condensateur de sortie

L'ondulation du courant de sortie montrée sur la figure (3.37) permet de calculer la valeur minimale du condensateur [21] :

$$C_0 = \frac{1}{16.f} \cdot \frac{\Delta I_0}{\Delta U_0} \tag{3.66}$$

En remplaçant Δ I_0 par sa valeur (3.65), la formule donnant la valeur

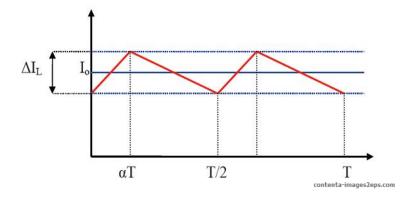


Fig. 3.37 – Ondulation du courant de sortie

minimale du condensateur de sortie devient :

$$C_0 \ge \frac{(1-2\alpha)}{16.f^2.L_0.k_{v0}} \tag{3.67}$$

C.2 Condensateurs d'entrée

Le courant primaire s'exprime de la façon suivante :

$$i_p = i_{c1} + i_{c2} (3.68)$$

Et la tension Ve est la somme suivante :

$$V_e = u_{c1} + u_{c2} (3.69)$$

En dérivant les deux côtés de l'équation (3.69) par rapport au temps, on obtient :

$$\frac{u_{c1}}{dt} + \frac{u_{c2}}{dt} = 0 (3.70)$$

Où:

$$-i_{c1} + i_{c2} = 0 (3.71)$$

Donc, les courants des condensateurs d'entrée deviennent : $i_{c1}=i_{c2}$ Le courant primaire s'écrit :

$$i_p = 2.i_{c1} = 2.i_{c2} (3.72)$$

Les valeurs de C1 et C2 s'écrivent de la façon suivante :

$$C_1 = \frac{i_{c1}}{\Delta u_{c1}} \cdot \Delta T \tag{3.73}$$

$$C_1 = \frac{\alpha . I_{pmoy}}{k_{v0} . f. E} \tag{3.74}$$

Avec:

$$\Delta u_{c1} = k_{v0} \frac{E}{2} \tag{3.75}$$

3.7.4 Simulation de l'alimentation à découpage Dc/Dc de type push pull à point milieux à inductances discrètes avec Psim

Une simulation est faite par Psim pour valider le fonctionnement et les paramètres de sortie, avec un rapport cyclique $\alpha=0.2445$. Les différents éléments dans le schéma présenté par la figure 4, peuvent être calculés à partir du cahier des charges :

- Le rapport de transformateur m - 0.516

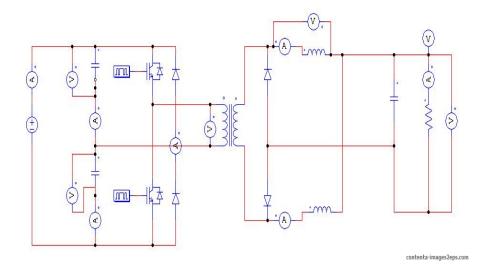


Fig. 3.38 – Schéma du convertisseur Dc/Dc de type push pull à point milieu sortie inductif avec des inductances simples simulées avec le logiciel Psim

Les résultats de la simulation montrent une bonne correspondance avec les analyses théoriques au niveau de l'ondulation de tension et du courant de sortie, Figure (3.39).

Notons que le modèle du transformateur ne prend en compte que le rapport m avec un couplage parfait.

Après comparaison des résultats de simulation trouvés par le logiciel psim et ceux trouvés dans [37] sur la figure (3.34), on trouve que les résultats sont identique ce qui valide notre étude.

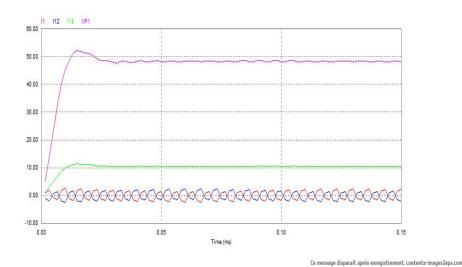


Fig. 3.39 – Résultats de la simulation par Psim de la tension de sortie (mauve), courant de sortie (vert) et courants dans les deux condensateurs d'entrée (bleu et rouge)

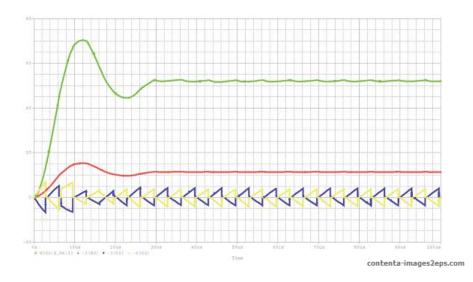
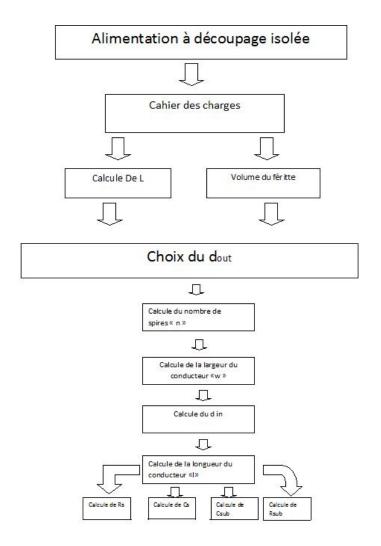


Fig. 3.40 – Résultats de la simulation par Pspice (a): (b) Tension de sortie (vert), courant

3.8 Alimentation à découpage à point milieu inductif à la sortie à inductances intégrées

Pour le dimensionnement de la micro bobine, on a rédigé un programme Matlab qui nous permet de calculer les différents paramètres géométriques et électriques de la micro bobine.

3.8.1 Organigramme de dimensionnement



contenta-images2eps.com

Fig. 3.41 – L'organigramme de dimensionnement pour un convertisseur isolé

Chapitre 3. Dimensionnement d'une micro bobine pour une alimentation à découpagel 3

isolée, on va utiliser le cuivre comme conducteur, le fer nickel(NIFe) pour le noyeau magnétique et l'oxyde du silicium (Sio2) comme isolant.

3.8.3 Calcul des paramétres géométriques des micros bobines

La micro bobine etant une micro bobine spiral, planaire carée, on ce basant sur les relations déjà déduites dans la section, on tire les valeurs des différens paramétres géométriques des micros bobines.

TAB. 3.8 – Différents paramétres géométriques des micros bobines intgrées dans l'alimentation push pull

$L(\mu H)$	n(tours)	$l_t(cm)$	t(mm)	$s(\mu m)$	dout(mm)	din(mm)	$w(\mu m)$	$vol(mm^3)$	e(mm)
39.2	26	1.33	2	436	50	25	41.6	19.025	7

- L : c'est la valeur de l'inductance.

- n : est le nombre de tours

 $-l_t$: la longueur total du conducteur

- t :l'epaisseur

- s :l'inter spire

– w :la largeur du conducteur

- dout : c'est le diamétre extérne

- din : c'est le diamétre interne

- vol : c'est le volume du substrat

– e :c'est l'epasseur du substrat

Tab. 3.9 – Valeurs des différents paramètres électriques des micros bobines intégrées dans le micro convertisseur push pull

L_s (μH)	$R_s(\Omega)$	$C_s(nF)$	$R_{sub}(\Omega)$	$C_{sub}(\mathbf{F})$	$C_{ox}(pF)$	Q
39.2	0.2715	0.21	0.0014	6.4510^{-14}	11.91	135

3.8.4 Calcul des paramétres électriques des micros bobines

on ce basant sur les relations déjà déduites dans la section, on tire les valeurs des différents paramétres électriques des micros bobines.

 $-L_s$: la valeur de l'inductance

 $-R_s$: la résistance série

 $-C_s$: la capacité série

 $-R_{sub}$: la résistance du substrat

 $-C_{sub}$: la capacité du substrat

 $-C_{ox}$: la capacité de l'oxyde

3.8.5 Simulation de l'alimentation à découpage Dc/Dc de type push pull à point milieux à inductances intégrées avec Psim

En prenant les mêmes paramètres que ceux calculés dans le cas d'un convertisseur push pull à inductance simple (le même cahier de charge) et en tenant compte des différents paramètres électriques calculés précédemment on peut simuler le convertisseur à point milieu, sortie inductif avec une inductance intégrée.

- Le rapport de transformateur m = 0.516
- Les inductances de sortie L1 = L2 = 39,1 μ H
- Le condensateur de sortie Co = $0.72 \mu F$
- Les condensateurs d'entrée C1 = C2 = μ F0.72

Les résultats de la simulation montrent une bonne concordance avec les résultats obtenus avec une inductance simple au niveau de la tension de sortie, de l'ondulation du courant de sortie (Fig 3.43).

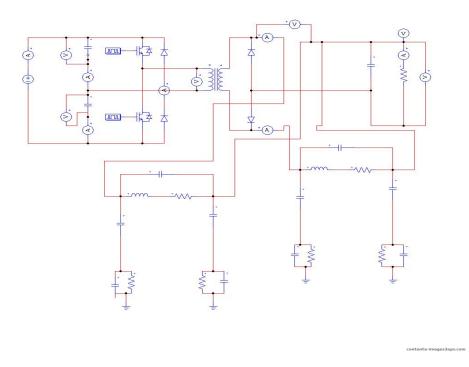


Fig. 3.42 – Schéma du convertisseur Dc/Dc à point milieu, sortie inductif avec des inductances intégrées (simulé avec le logiciel Psim)

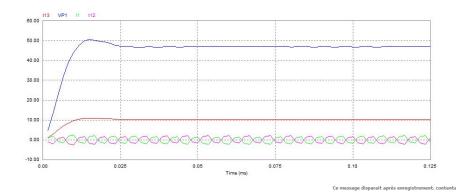


Fig. 3.43 - Résultats de la simulation par Psim : Tension de sortie (bleu), courant de

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a fait une étude sur le dimensionnement d'une micro bobine dans une alimentation à découpage. Notre choix s'est porté sur une micro bobine planaire spirale carrée pour ses avantages et par ec qu'elle est bien adaptée pour nos applications en électronique de puissance. Cette micro bobine a été intégrée dans deux alimentations à découpages (isolées et non isolées). Notre choix s'est porté sur deux alimentations non isolées, le buck et le boost à cause de la simplicité de ces convertisseurs et leur rendement et aussi par ce qu'ils sont trop utilisés en électronique de puissance. Pour simplifier le dimensionnement de la micro bobine dans différentes alimentation à découpage nous avons opté pour un programme Matlab qui facilite notre opération.

Les résultats de simulations obtenus avec le logiciel Psim ont validés notre dimensionnement. Nous avons trouvé pratiquement les mêmes formes d'ondes, en utilisant un convertisseur à inductance simple et un convertisseur à inductance intégrée.

Dans le chapitrte qui suit on va faire une études avec des simualtions pour savoir le quel des matériaux magnétique permet un fonctionnement avec un meilleur rendement.

Chapitre 4

Influence des matériaux magnétiques sur le dimensionnement de la micro bobine

4.1 Introduction

Le chapitre précédent concernait le dimensionnement d'une micro bobine de type planaire, spirale, carrée dans différentes alimentations à découpages. A cet effet, on a utilisé trois types de matériaux, un matériau conducteurs (le cuivre Cu), un matériau isolant (l'oxyde du silicium Sio2), et un matériau magnétique (le fer nickel FeNi). Ce dernier joue un rôle très important dans la conception d'une telle micro bobine. C'est la raison pour laquelle nous allons présenter des simulations numériques sur les différentes ferrites afin de déduire lequel des d'entre eux permet un fonctionnement avec un meilleurs rendement. Pour les essais on va prendre le micro convertisseur de type Buck avec une inductance intégrée, qu'on avait déjà étudié dans le chapitre précédent.

Les ferrites sont des oxydes magnétiques présentant un magnétisme partic-

et les ferrites dures que l'on trouve essentiellement à l'état polycristallin, sous forme de céramique massive. Cette appellation tire son origine des premiers aimants techniques qui étaient fabriqués à partir d'aciers au début du 20 éme siècle. En effet, le fer métallique, lorsqu'il contient des impuretés, comme par exemple des inclusions de carbone, présente à la fois un champ coercitif élevé et une dureté mécanique importante; lorsqu'il est pur, son champ coercitif est faible et sa dureté mécanique diminue (matériau doux, traduction de l'anglais " soft material ".

Les ferrites dures sont donc employées comme aimants permanents. Les ferrites douces sont utilisées comme noyaux magnétiques de faibles pertes pour la réalisation de transformateurs et d'inductances en électronique de puissance. Leur résistivité électrique élevée (i 1 Ω · m) et leur faible coût de fabrication sont à l'origine des nombreuses applications industrielles de ces matériaux. Leur polarisation magnétique à saturation J_s est inférieure à 0,60 T donc plus faible que celle des métaux tels que le fer ou le cobalt. Les champs coercitifs les plus faibles sont proches de 10 A/m, donc 10 fois plus grands que les alliages métalliques les plus doux. Malgré cela, leurs performances à fréquence élevée (i 100 kHz) sont nettement supérieures à celles de tous les autres matériaux magnétiques. Les ferrites douces regroupent trois familles de matériaux :

- La 1re famille est celle des ferrites spinelles de manganèse-zinc (Mn-Zn) utilisés pour des fréquences allant de 10 kHz à 1 MHz. Ces matériaux sont principalement utilisés dans les domaines de la conversion d'énergie ou le traitement du signal. Leur résistivité électrique vaut typiquement $1 \Omega \cdot m$.
- La 2e famille est celle des ferrites spinelles de nickel-zinc et de nickel-zinc-cuivre utilisés entre 1 et 500 MHz. Leur résistivité électrique peut atteindre $10^8~\Omega$ m. Comme les ferrites Mn-Zn, ils sont utilisés pour la réalisation de transformateurs ou d'inductances.

filtres accordables et les déphaseurs.

Si aujourd'hui les ferrites spinelles de manganèse-zinc constituent la plus grande partie de la production mondiale des ferrites doux, il faut se rappeler qu'avant l'avènement des alimentations à découpage et la montée en fréquence des télécommunications, les ferrites "haute fréquence "de nickelzinc étaient les plus utilisés. L'industrie de ferrites douce évolue comme le monde de l'électronique et on peut penser que les années qui viennent verront encore des mutations profondes dans ce secteur. Outre leur bas coût de fabrication, le succès industriel des ferrites est dû aux innombrables compositions chimiques qu'il est possible de réaliser et qui conduisent à autant de propriétés magnétiques différentes. Pour chaque type d'application (niveau de puissance, gamme de fréquence, gamme de température...), il existe un matériau optimisé et son optimisation passe par une analyse détaillée de son environnement électrique.

4.2 Les essais sur les différents matériaux ferromagnétiques

Le circuit de la figure 4.1 représente un micro convertisseur de type Buck avec une bobine intégrée. Différents essais seront effectués afin de déduire le matériau magnétique qui permet au convertisseur de fonctionner avec un meilleur rendement.

On va utiliser différents matériaux magnétiques caractérisés par leur perméabilité relative, l'induction magnétique maximale et leurs fréquences de fonctionnement.

4.2.1 Simulation avec PSIM du micro convertisseur avec MnZn comme matériaux magnétique

La formule générale du ferrite MnZn est Fe2(Mn1xZnx)O4. L'ion Mn^{+2} augmente le moment du site octaédrique par rapport à un Fe^{+2} alors que l'ion Zn^{+2} diminue le moment du site tétraédrique, ce qui fait que glob-

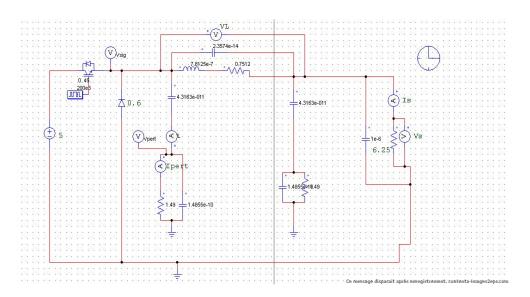


Fig. 4.1 – Circuit électrique d'un microconvertisseur avec une micro-bobine planaire spirale

pourquoi un très bon contrôle de la pression partielle d'oxygène en fonction de la température pendant le frittage est nécessaire.

Les ferrites de MnZn peuvent présenter des perméabilités supérieures à 15 000 mais leur résistivité bien que très supérieure à celle des métaux n'est pas suffisante pour permettre des applications au delà du MHz. En fait ce ferrite est un semi-conducteur intrinsèque ce qui implique que sa conductivité (et donc ces pertes) augmente avec la température ce qui est susceptible de générer un phénomène d'emballement thermique. Par l'intermédiaire de la composition et les conditions d'élaboration, on peut favoriser, soit la perméabilité pour les applications de filtrage, soit les pertes pour les applications en électronique de puissance [38].

La fréquence de fonctionnement de cet alliage est f=2 MHz qui correspond à une perméabilité relative $\mu r=15000$ et une induction magnétique maximale $B_{max}=0.5$ T En ce basant sur les relations (3.20), (3.21) et (3.22) du chapitre 3 on trouve après calculs : Un volume V=3.7699 mm3 de MnZn. Nous avons opté pour un diamètre externe dout=3mm.

Les différents paramètres géométriques peuvent être calculés à partir des

Tab. 4.1 – Paramètres géométriques de la micro-bobine intégrée avec MnZn comme matériaux magnétique

L (μH)	n (tours)	$l_t \text{ (mm)}$	$w(\mu m)$	$t(\mu m)$	$s(\mu m)$	$d_{in} \; (\mathrm{mm})$
78.125	16	13.94	0.27	34	12	2

(4.2) Avec ϵ_0 =25 (la permittivité du MnZn)

Tab. 4.2 – les paramètres électriques de l'inductance intégrée avec MnZn

L_s (μH)	$R_s(\Omega)$	$C_s(pF)$	$R_{sub}(\Omega)$	$C_{sub}(\mathrm{nF})$	$C_{ox}(pF)$
78.125	0.7512	0.002357	1.49	0.14	43.16

La capacité du micro-convertisseur pour le MnZn peut être calculée à partir de la formule (3.18).

Après calcul, on trouve C=1 μ F

Résultats de simulation

Le but de ces simulations est de déduire le rendement pour différentes valeurs de l'angle d'amorçage α , pour le MnZn.

Le calcul du rendement

A partir du schéma de la figure (4.1) on peux déduire les relations suivantes :

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{totale}} = \frac{P_u}{P_u + P_{pr}} \tag{4.1}$$

Avec:

$$P_u = V_l \times I_l P_{pr} = V_p \times I_{pr} \tag{4.2}$$

A partir des deux relations (4.1) et (4.2) on trouve la relation du rendement du circuit de la figure (4.1)

$$\eta = \frac{V_l \cdot I_l}{V_l \cdot I_l + V_p \cdot I_{pr}} \tag{4.3}$$

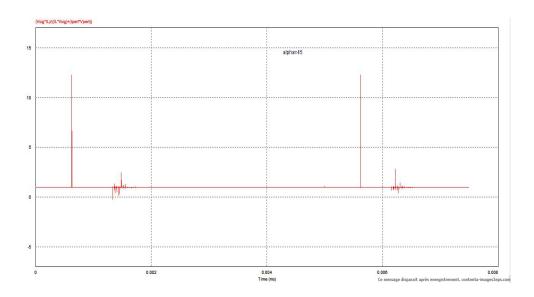


Fig. 4.2 – Rendement du convertisseur avec une micro bobine à MnZn pour $\alpha=45^{\circ}$

On trouve un rendement η =98.4% De la méme façon on va varier l'angle d'amorçage et voir le rendement pour chaque angle, le tableau (4.3)consigne les différents rendements en fonction de l'angle d'amorçage.

Tab. 4.3 – Différentes valeurs du rendement en fonction de l'angle d'amorçage

Angle d'amorçage α	Rendement η
45°	98.4%
90°	99.9%
100^{o}	97.8%
120^{o}	100%
170°	100%

A partir des différentes valeurs de du rendement on peux tracer l'allure du rendement en fonction des différents angles d'amorçages pour voir l'évolution du rendement.

D'après les résultats obtenus avec Psim représentés sur la figure (4.2), et le tableau (4.3), on peut dire que le MnZn permet un fonctionnement avec des rendements très élevés qui peuvent aboutir jusqu' à 100% mais tout dépend

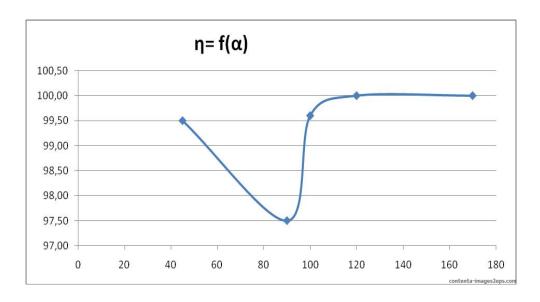


Fig. 4.3 – Variation du rendement en fonction de l'angle d'amorçage pour une micro bobine à $\rm MnZn$

rendement η =97,50% avec un angle d'amorçage supérieur à 100°,on remarque que le micro convertisseur a un rendement qui se rapproche de 100%, donc le bon choix de l'angle d'amorçage joue un rôle très intéressant pour obtenir un bon rendement.

4.2.2 Simulation avec PSIM du micro convertisseur avec NiZn comme matériaux magnétique

Les ferrites NiZn sont de composition proche des précédents : Fe2(Ni1xZnx)O4. Là encore, les propriétés magnétiques se règlent par l'intermédiaire du ratio x. La résistivité est par contre extrêmement élevée ($\rho=108~\Omega.m$) car ce spinelle inverse ne contient pas de fer divalent. Son utilisation est possible jusqu'à 10 MHz environ selon les nuances. Ces ferrites présentent des perméabilités entre 1000 et 20 selon la fréquence d'utilisation.

Les ferrites NiZn sont en général utilisés en petits signaux, notamment en radio en tant qu'antenne, transformateur ou inductance. Les méthodes de fabrication des ferrites NiZn sont semblables à celles des MnZn sauf que le spinelle est déià formé dans la chamotte. L'opération de frittage se fait sous

On ce basant sur les relations (3.20), (3.21) et (3.22) du chapitre 3 on trouve après calculs :

V=7.5398 mm^3 de NiZn. Nous avons opté pour un diamètre externe de 3mm.

Les différents paramètres géométriques peuvent êtres calculés à partir des relations (3.23), (3.24), (3.25), (3.26), (3.27), (3.28) et (3.29), les différents paramètres sont représentés sur le tableau (4.4) En se basant aussi sur les

TAB. 4.4 – Paramètres géométriques de la micro-bobine intégrée avec NiZn comme matériaux magnétique

L (μH)	n (tours)	$l_t \text{ (mm)}$	$w(\mu m)$	$t(\mu m)$	$s(\mu m)$	$d_{in} \; (\mathrm{mm})$
15.62	2	19.10	43.77	83.77	590	12

relations du chapitre 3, (3.30), (3.31), (3.32), (3.33) et (3.34) on peut tirer les différents paramètres électriques représentés sur le tableau (4.5)

Tab. 4.5 – Paramètres électriques de la micro-bobine intégrée avec NiZn

L_s (μH)	$R_s(\Omega)$	$C_s(pF)$	$R_{sub}(\Omega)$	$C_{sub}(\mu \mathrm{F})$	$C_{ox}(pF)$
15.62	0.7288	0.00015	14.16	75	0.43

La capacité du micro-convertisseur pour le NiZn peut être calculée à partir de la formule (3.18) du chapitre 3, après calcul on trouve C = 2 pF.

Résultats de simulation

Le but de ces simulations est de déduire le rendement pour différentes valeurs de l'angle d'amorçage (α) , pour le NiZn. Le rendement peut être calculé à partir des formules (4.1), (4.2) et(4.3).

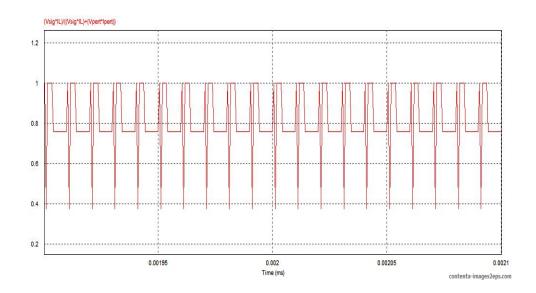


Fig. 4.4 – Rendement du convertisseur avec une micro bobine à NiZn Pour α =45°

On trouve un rendement η =60.10%.

De la méme façon on va varier l'angle d'amorçage et voir le rendement pour chaque angle, le tableau (4.6) consigne les différents rendements en fonction de l'angle d'amorçage.

Tab. 4.6 – Différentes valeurs du rendement en fonction de l'angle d'amorçage

Angle d'amorçage α	Rendement η
45°	60.10%
90°	67.65%
100^{o}	69.91%
120^{o}	65.46%
170°	60.51%

A partir des différentes valeurs de α on peux tracer l'allure du rendement en fonction des différents angles d'amorçages pour voir l'évolution du rendement en fonction de l'angle d'amorçage.

D'après les résultats obtenus avec Psim représentés sur la figures (4.4) et le tableau (4.6), on peut dire que le NiZn permet un fonctionnement avec des rendements réduits par rapport à MnZn, la figure (4.5) montre l'évolution du

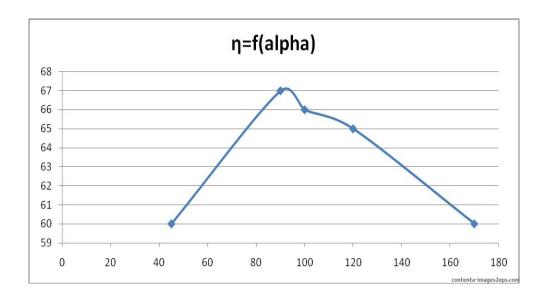


Fig. 4.5 – Variation du rendement en fonction de l'angle d'amorçage pour une micro bobine à NiZn

Ce qu'on peut tirer c'est que l'utilisation du NiZn comme substrat de la micro bobine n'est pas applicable pour des applications d'électronique de puissance vu que son utilisation ne nous permet pas d'avoir de bon rendements, contrairement au MnZn .

4.2.3 Simulation avec PSIM du micro convertisseur avec NiFe (80-20) comme matériaux magnétique

Ce matériau a été utilisé dans le chapitre précédent comme matériau magnétique du substrat de la micro bobine, La fréquence de fonctionnement de cet alliage est f=500KHz qui correspond à une perméabilité relative μ r=10000 et une induction magnétique maximale Bmax=0.6 T.

Les résultats des différents paramètres géométriques et électriques sont représentés dans les tableaux (3.3) et (3.4). A partir de ces résultats on peut varier l'angle d'amorçage afin de savoir l'influence de ce dernier sur le rendement pour un tel matériau (Fer nickel.

Résultats de simulation

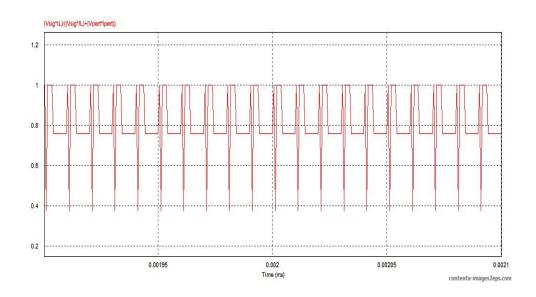


Fig. 4.6 – Rendement du convertisseur avec une micro bobine à FeNi Pour $\alpha=45^{\circ}$

De la méme façon on va varier l'angle d'amorçage et voir le rendement pour chaque angle, le tableau (4.7) consigne les différents rendements en fonction de l'angle d'amorçage.

Tab. 4.7 – Différentes valeurs du rendement en fonction de l'angle d'amorçage

Angle d'amorçage α	Rendement η
45^{o}	99.99%
90°	100%
100^{o}	100%
120^{o}	100%
170°	100%

D'après les résultats obtenus avec Psim représentés sur la figure (4.6) et le tableau (4.7), on peut dire que le NiFe permet un fonctionnement avec des rendements très élevés par rapport à MnZn et NiZn. La figure (4.7) montre l'évolution du rendement en fonction de l'angle d'amorçage. Ce qu'on peut dire c'est que le rendement augmente en augmentant l'angle d'amorçage.

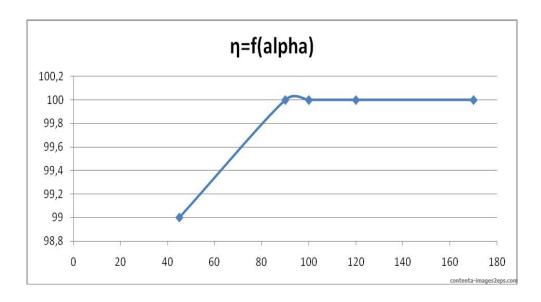


Fig. 4.7 – Variation du rendement en fonction de l'angle d'amorçage pour une micro bobine à NiFe

un meilleur rendement, nous avons utilisés trois types de férittes douces, le MnZn, NiZn et NiFe, d'aprés les résultats de simulations obtenus avec le logiciel Psim, les ferrites NiZn et NiFe donnes de trés bon résultas donc ces deux matériaux magnétiques sont trés recommandés pour des applications de puissance par contre ne NiZn il n'est pas recommandé pour des applications de puissance mais plutôt pour des applications de haute fréquence.

Chapitre 5

Conclusion générale et perspectives

5.1 Conclusion

Le fil directeur de ce mémoire concerne l'intégration d'une micro bobine dans différentes alimentations à découpage de l'électronique de puissance. L'intégration est devenu l'un des principaux intérêts de recherche et développement au cours de ces dernières années face à une demande de plus en plus forte de miniaturisation des systèmes dans le but non seulement de réduire les densités volumiques mais aussi d'accroître les performances (rendement et CEM), d'améliorer la modularité et de diminuer les coûts. Face à ces objectifs de réduction de nombreuses technologies ont été développées visant à intégrer non seulement les parties actives d'un convertisseur mais également les parties passives par des procédés monolithiques et hybrides.

Nous avaons commencés notres mémoire par un chapitre introductif dans lequel, on a présenter l'idée générale de l'intégration des composants passifs, les différents composants passifs qui éxistes ainsi que leurs version intégrées, par la suite nous avons fait un petit aperçu sur l'intégration des composants passifs en électronique de puissance dans le quel on a donner quelques exemples de prototypes intégrées en électronique de puissance.

d'application, pour le dimensionnement de ces micros bobines, différentes méthodes de calculs étaient présentées (Mohan, Grover, Wheeler..), à la fin de ce chapitre nous avons présentés un paramétres trés intérésant qui le facteur de qualité, ce facteur caractérise la capacité à stocker où transmettre plus d'énergie qu'il n'en dissipe.

Dans le chapitre trois on a dimmensionner une micro bobine dans différentes alimentations à découpages, notre choix c'est imposé sur une micro bobine planaire spirale carrée pour les raisons suivantes :

- Planaire : car elle permet d'atteindre des dimmensions plus réduites par rapport aux autres topologies.
- Spirale carée : car on peut atteindre des valeurs d'inductances plus élevées par rapport aux technologies Spirales circulaires ou octagonales en plus que sa réalisation est plus simple comparée aux autres topologies.

Cette micro bobine (planaire, carrée, spirale), a était intégrée dans deux types d'alimentations à découpages, isolée et non isolée.

Pour la structure non isolée la bobine était intégrée dans deux convertisseurs le Buck et le Boost, un programme en Matlab nous a permis d'automatiser le dimmensionnement quelque soit le convertisseur isolée (Buck, Boost, Buck Boost...etc), les résultas de simulations retrouvés avec Psim, valide notre dimensionnement car les formes d'ondes retrouvées avec un convertisseur à inductance discréte sont les mémes que celles retrouvées avec un convertisseur à inductance intégrée.

Pour la structure isolée, notre choix c'est imposé sur le convertisseur push pull en demis pont, ce convertisseurs contient deux bobines, le dimensionnement des micros bobines était fait à l'ade d'un programme Matlab qui est dédié spécialement pour le dimensionnement d'une micro bobine dans une alimentation à découpage isolée, les résultas de simulations retrouvées avec Psim, valide notre dimensionnement car les formes d'ondes retrouvées avec un convertisseur à inductance discréte sont les mémes que celles retrouvées

avec un convertisseur à inductance intégrée.

de puissance, comparant avec le NiZn qui reste un peux limité pour telles applications.

Nous concluons enfin que les résultats trouvés sont trés logiques et les dimensions des différentes micros bobines sont compatibles avec l'intégartion de la micro bobine.

5.2 Perspectives

Il est envisageable de faire une étude approffondie de la technologie LCT afin de pouvoir intégrer notre convertisseur isolée sous cette forme, ainsi qu'une étude du procédé de fabrication de la micro bobine spirale ce qui reviens à faire une étude approffondie sur les différents matériaux constituants la micro bobine.

Bibliographie

- [1] S.FAUCHER, Modélisation quasi-analytique des composants passifs hybrides planar par la méthode des lignes de transmission, thése de doctorat de l'université de MONTPELLIER II 2003. Laboratoire D'électrotechnique De Grenoble (Thèse de doctorat).
- [2] M.SEHIL, mise en oeuvre de bobines dédiées aux liens inductifs nécessaires aux dispositifs médicaux implantables, thése de doctorat de l'université de montréal 2006.
- [3] NOTES D'APPLICATION FERROXCUBE, (IIC Integrated Inductive Components), http://www.ferroxcube.com
- [4] E. WAFFENSCHMID, B. ACKERMANN, (Power converter with printed circuit board integrated passive components), EPE'03, Toulouse, France, septembre 2003.
- [5] J.A. FERREIRA, (High Power densities with three dimensional integration), EPEPEMC 2002, CAVTAT et DUBROVNIK, SEPTEMBRE 2002
- [6] J.D. VAN WYK, S. WEN, Z. LIANG, J.T. STRYDOM, S-Y. LEE, W.G.ODENDAAL, D.W. HUFF, (The Development Of Planar High Density Hybrid Integration Technologies For Power Electronic), EPE-PEMC 2002, Cavtat et Dubrovnik, septembre 2002.
- [7] I.W. HOFSAJER, J.A. FERREIRA, J.D. VAN WYK, M.C. SMIT (Integrated Technology and Performance for Multi-kiloxatt Power Electronic Converters An Evaluation), IEEE Trans. on Power Electronics,

BIBLIOGRAPHIE 133

[9] J.D. VAN WYK, J.A. FERREIRA, (Some present and future trends in power electronic converters),

- [10] S. GUILLEMET, J. SARRIAS, D. PIRIC, T. LEBEY, E. LABOURÉ, F. COSTA, "Synthèse et réalisation de nouveaux matériaux pour l'intégration de composants passifs", Rencontre du GDR Intégration des Systèmes de Puissance, Montpellier, 2001
- [11] F. COSTA, F. FOREST, A. PUZO, G. ROJAT, "Etude des perturbations conduites et rayonnées dans une cellule de commutation", Journal de Physique III, Vol. 3, N°12, décembre 1993,
- [12] A.Khelif, Intégration d'une micro-bobine spirale carrée dans un microconvertisseur de type boost, thése de magister de l'université des sciences et de la tehnologie d'oran.
- [13] R.BREAHNA, Les composants de l'électroniques passifs.
- [14] Cours de poste graduation 2009-2010 du module d'intégration des composants passifs de Mr HAMID.A.
- [15] M.DARKAOUI, Intégration d'une micro-bobine spirale carrée dans un micro-convertisseur de type buck, thése de magister de l'université des sciences et de la tehnologie d'oran 2011.
- [16] D.Q. Nguyen, (Etude de matériaux ferroélectriques à base de titanate de baryum. Application à l'intégration de composants passifs en électronique de puissance), université de Paul Sabatier de Toulouse U.F.R Pca, 2006.
- [17] K. LAI DAC, (Estimation des pertes cuivre dans les composants magnétiques planar- Application au LCT), Laboratoire de génie électrique de Grenoble, Décembre 2008.
- [18] J.M BOGGETTO, contribution à l'intégartion d'une inductance sur silicium et etude de son convertisseur synchrone associé, thése de doctorat de l'université Joseph Fourier 2003.

BIBLIOGRAPHIE 134

[20] A.SALLE, Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance, thése de doctorat de l'université Paul Sabatier de toulouse 2008.

- [21] B. Estibals, Conception, réalisation et caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques. Thèse de doctorat au LAAS-CNRS 2002.
- [22] B.VALET, Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'energie mixte basée sur un composant passif LCT integré, thése de doctorat de l'université Josef Fourier.
- [23] Micromachined Planar Inductors on Silicon Wafers for MEMS Applications. Ahn et Allen. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 45, N° 6, décembre 1998.
- [24] Microcoils fabricated by UV depth lithography and galvanoplating. Löchel et al. Sensors and Actuators A, 54, 1996
- [25] A Comparison of Tow Micromachined Inductors (Bar- and Meander-Type) for Fully Integrated Boost DC/DC Power Converters. Ahn et Allen mars 1996.
- [26] M.Radulescu, Spiral Chip Inductor Design Modeling Overview, semiconix corporation, application note usm 115.
- [27] B.Estibals, C.Alonso, A.Salles, J.Schanen, R Perret, validation d'outils de simulation d'élélments inductifs pour convertisseur statique intégré, laboratoire d'analyse et d'architecture des systémes LAAS du CNRS à Toulouse.
- [28] C.Alonso, contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie, université Paul Sbatier de Toulouse 2003.
- [29] Sunderarajan S.Mohan, the design, modeling and optimization of onchip inductor and transformer circuits, these de doctorat 1999.
- [30] C. Patrick Yue T-Span Systems Corporation 44 Encina Drive Palo Alto, CA 94301, S. Simon Wong Stanford University Center for Integrated

BIBLIOGRAPHIE 135

[32] O.DELEAGE, conception, réalisation et mise en œuvre d'un microconvertisseur intégré pour la conversion DC/DC, thése de doctorat de l'université Josef Fourier 2009.

- [33] F.BERNOT Ingénieur de l'École supérieure d'électricité, Docteur en sciences pour l'ingénieur et Professeur des universités à l'École d'ingénieurs de Tours (Hacheurs :fonctionnement).
- [34] Christophe P. Basso, Switch-mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs, McGraw-Hill, 2008.
- [35] ean-Paul Ferrieux, François Forest, Alimentations à découpage : Convertisseurs à résonance, principes, composants, modélisation, Dunod, 2006, 316 p.
- [36] G.PETIT, R KIELBASA, V.PETIT, criterion of design for small value integrated self inductors, service des mesures, SUPELEC, 2004.
- [37] A.KERIM, Contribution à l'intégration moyenne puissance de composants magnetiques pour l'electronique de puissance, thése de doctorat de l'université Joseph Fourier 2008.
- [38] F. MAZALEYRAT, Introduction à la physique des matériaux électromagnétiques, Institut Universitaire de Formation des Maîtres de Créteil, 17 octobre 2006.

Annexe A

Caractéristiques des matériaux magnétique et conducteur utilisés

A.1 Le cuivre

A.1.1 Caractéristiques

Métal de couleur rougeâtre ou rouge, le cuivre possède une exceptionnelle conductivité thermique et électrique. Le métal très pur est très résistant à la corrosion, mais aussi très malléable.

Identification

- Dureté (Mohs) : 3,5-4,5

- Densité: 8,93

- Clivage: absent

- Fracture : écailleuse

 Rupture : ductile (peu d'impuretés ou impuretés insolubles) ou cassante (impuretés solubles comme le phosphore)

- Couleur : rouge métallisé

– Éclat : métallique

- Système cristallin : cubique

- Classe cristalline et groupe d'espace : hexakisoctaédrique - m3m

Réseau de Bravais : cubique à face centrée.

- Solubilité: acide nitrique, ammoniaque

Propriétés optiques

- Transparence : opaque

– Éclat : métallique

- Trait : rouge métallisé, rouge pâle

- Fluorescence : aucune

A.1.2 Propriétés physiques

Dans le Tableau périodique des éléments, le cuivre est de la même famille que l'argent et l'or, parce que chacun possède une orbitale S occupée par un seul électron sur des sous-couches totalement remplies, ce qui permet la formation de liaisons métalliques (configuration électronique [Ar] 3d¹⁰ 4s¹). Comme l'argent et l'or, le cuivre se travaille facilement, étant ductile et malléable. La facilité avec laquelle on peut lui donner la forme de fils, ainsi que son excellente conductivité électrique le rendent très utile en électricité. On trouve usuellement le cuivre, comme la plupart des métaux à usage industriel ou commercial, sous une forme polycristalline à grains fins. Les métaux polycristallins présentent une meilleure solidité que ceux sous forme monocristalline, et plus les grains sont petits, et plus cette différence est importante.

Le cuivre présente une couleur rougeâtre, orangée ou brune due à une couche mince en surface (incluant les oxydes). Le cuivre pur est de couleur rose saumon. Le cuivre, l'osmium (bleu) et l'or (jaune) sont les trois seuls métaux purs présentant une couleur autre que le gris ou l'argent. La couleur caractéristique du cuivre résulte de sa structure électronique : le cuivre constitue une exception à la loi de Madelung, n'ayant qu'un électron dans la sous-couche 4s au lieu de deux. L'énergie d'un photon de lumière bleue ou violette est suffisante pour qu'un électron de la couche d l'absorbe et effectue une transition vers la couche s qui n'est qu'à-demi occupée. Ainsi, la lumière réfléchie par le cuivre ne comporte pas certaines longueurs d'ondes bleue / violette et apparaît rouge. Ce phénomène est également présent pour l'or, qui présente une structure correspondante $5s/4d^{11}$. Le cuivre liq-

luminosité est faible.

A.1.3 Propriétés électriques

La similitude de leur structure électronique fait que le cuivre, l'argent et l'or sont analogues sur de nombreux points : tous les trois ont une conductivité thermique et électrique élevée, et tous trois sont malléables. Parmi les métaux purs et à température ambiante, le cuivre présente la seconde conductivité la plus élevée (59,6x10⁶ S/m)), juste après l'argent. Cette valeur élevée s'explique par le fait que, virtuellement, tous les électrons de valence (un par atome) prennent part à la conduction. Les électrons libres en résultant donnent au cuivre une densité de charges énorme de 13,6x10⁹ C/m^3 . Cette forte densité de charges est responsable de la faible vitesse de glissement des courants dans un câble de cuivre (la vitesse de glissement se calcule comme étant le rapport de la densité de courant à la densité de charges). Par exemple, pour une densité de courant de $5x10^6$ A. m^{-2} (qui est normalement la densité de courant maximum présente dans les circuits domestiques et les réseaux de transport) la vitesse de glissement est juste un peu supérieure à 1/3 mm/s.

A.1.4 Propriétés chimiques

Le cuivre ne réagit pas avec l'eau, mais réagit lentement avec l'oxygène de l'air en formant une couche d'oxyde de cuivre brun-noir. Contrairement à l'oxydation du fer par une atmosphère humide, cette couche d'oxyde empêche toute corrosion en masse. Une couche verte de carbonate de cuivre, appelée vert-de-gris, se remarque souvent sur les constructions anciennes en cuivre, telles que la statue de la Liberté. La toxicité alimentaire des oxydes formés a justifié l'étamage (ajout d'une couche protectrice d'étain) traditionnel des instruments et récipients culinaire en cuivre.

Le cuivre réagit avec le sulfure d'hydrogène et toutes les solutions contenant des sulfures, formant divers sulfures de cuivre à sa surface. Dans des solutions contenant des sulfures, le cuivre, présentant un avilissement de potentiel par rapport à l'hydrogène, se corrodera. On peut observer ceci dans la vie de tous les jours, où les surfaces des objets en cuivre se ternissent Le cuivre se dissout lentement dans les solutions aqueuses d'ammoniaque contenant de l'oxygène, parce que l'ammoniaque forme avec le cuivre des composés hydrosolubles. Le cuivre réagit en présence d'une association d'oxygène et d'acide chlorhydrique pour former toute une série de chlorures de cuivre. Le chlorure de cuivre(II) bleu/vert, lorsqu'il est porté à ébullition en présence de cuivre métallique, subit une réaction de rétrodismutation produisant un chlorure de cuivre(I) blanc.

Le cuivre réagit avec une solution acide de peroxyde d'hydrogène qui produit le sel correspondant :

$$Cu + 2HCl + H_2O_2 \rightarrow CuCl_2 + 2H_2O$$

Lorsque le cuivre est en contact avec des métaux présentant un potentiel électrochimique différent (par exemple le fer), en particulier en présence d'humidité, la fermeture d'un circuit électrique fera que la jonction se comportera comme une pile électrochimique. Dans le cas par exemple d'une canalisation en cuivre raccordée à une canalisation en fer, la réaction électrochimique entraîne la transformation du fer en d'autres composés et peut éventuellement endommager le raccord.

A.2 Le fer nickel (FeNI)

A.2.1 Diagramme de phase et ses conséquences

Le fer et le nickel sont deux éléments proches dans la classification périodique. Leurs atomes présentent certaines similitudes (rayons atomiques voisins, structures électroniques semblables...) qui expliquent en partie le diagramme de phase très simple des FeNi(figure A.1) Excepte dans la zone riche en fer (0 a 30 % de Ni) ou les alliages FeNi subissent une transformation , ces alliages cristallisent en phase cubique à faces centrées dans tout le domaine de temperature et restent ainsi monophases à l'état solide. Ces deux caracteristiques conferent aux alliages FeNi une grande facilite de laminage à froid jusqu'à de très faibles épaisseurs (de l'ordre de 5 à 10 μ m) et d'interéssentes pessibilités de traitements thérmiques à toutes températures d'interéssentes pessibilités de traitements thérmiques à toutes températures de la laminage de la lamin

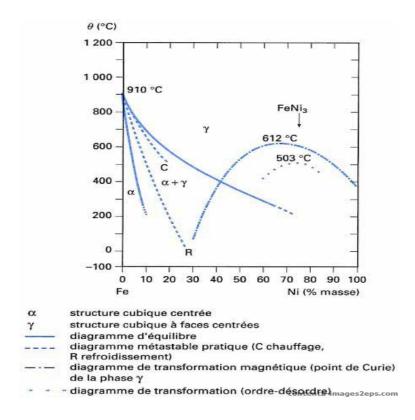


Fig. A.1 – Diagramme de phase des alliages binaires FeNi

sans subir de changements de phase toujours néfastes pour les proprietes magnetiques.

En revanche, pour des teneurs en nickel inferieures à 30 %, la transformation α , dépend de la vitesse de refroidissement. La figure indique, en tirete, le diagramme metastable usuel valable pour des vitesses de refroidissement de 10 a 150 0 C/min. Ces alliages sont peu utilisés pour leur proprietés magnétiques.

A.2.2 Quelques propriétés physiques

Les FeNi présentent, en fonction de la teneur en nickel, un certain nombre de propriétés curieuses qui peuvent parfois être utilisées en même temps que les propriétés magnétiques. Nous n'en mentionnerons que deux à titre d'exemples. La plus curieuse concerne la dilatabilité; le coefficient de dilatation:

$$\alpha = \frac{1}{l} \cdot \frac{dl}{d\theta} \tag{A.1}$$

passe par un minimum très marqué pour environ 36 % Ni (figure A.2) et

télévision en couleur, on utilise simultanément ses propriétés magnétiques et sa stabilité dimensionnelle.

D'autres alliages, principalement entre 42 % et 55 % Ni, présentent une dilatabilité voisine de celle des verres ou de certaines céramiques et sont utilisés pour le scellement.

La résistivité électrique varie elle aussi rapidement avec la teneur en nickel

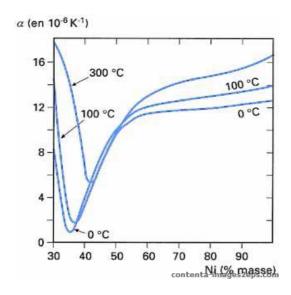


Fig. A.2 – Coefficient de dilatation des Fe
Ni α en fonction de la teneur en Ni

(figure A.3).

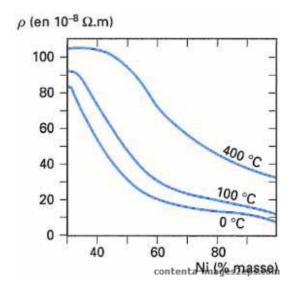


Fig. A.3 – Résistivité électrique des alliages FeNi ρ à différentes températures, en fonction de la teneur en Ni

Annexe B

Constantes et unités des différents paramétres

Tab. B.1 – Constantes et unités des différents paramétres

symbole	Unité physique	Valeur	Unité (SI)
		valeui	, ,
В	Induction magnétique		T (Tesla)
С	Capacité		F (Farad)
δ	Eppaisseur de peau		m (métre)
f	Fréquence		Hz (Hertz)
ϵ_0	Permitivité du vide	$8,854.10^{-12}$	F/m (farad/métre)
W	Energie		J (Joule)
V	Tension électrique		V (Volt)
σ	Conductivité électrique		S/m (Siemens/métre)
S	Surface		m^2
ρ	Résistivité électrique		Ω .m (Ohm.métre)
R	Résistance		Ω
P	Puissance		W (Watt)
ω	Pulsation	$2.\pi.\mathrm{f}$	rad/s (radian/seconde)
μ_0	Perméabilité du vide	$4.\pi.10^{-7}$	H/m (Henry/ métre)
L	Inductance		H (Henry)
J	Densité du courant		A/m^2
Ι	Courant électrique		A (Ampére)
Н	Champ magnétique		A/m (Ampére/métre)
Φ	Le flux		Wb (Weber)
t	Le temps		s (Second)

Annexe C

Ferrites

le mot ferrite peut désigner : La ferrite (féminin), ou fer α , une phase du fer et des aciers. Le ferrite (masculin), une céramique ferromagnétique à base d'oxyde de fer. Ce terme est souvent limité aux structures spinnelles. en électronique, une ferrite désigne parfois par abus de langage une bobine dont le noyau magnétique est constitué de ferrite. Ce type de bobine sert au filtrage des parasites HF d'un signal ou d'une alimentation.

Ce tableau présente les propriétés générales des matériaux ferromagnétiques doux

Tab. C.1 – Propriétés générales des matériaux ferromagnétiques doux

Matériau	B saturation(T)	μ_r maximale	Dommaines d'applications
Tôle d'acier faiblement allié	2.1	6500	machines électriques
Amorphes FeSiB	1.56	100000	Transfo et machines électriques
Nanocristallins de type Nanoperm	1.5 à 1.7	50000 à 150000	machines électriques
Ferrites (MnZn)	0.5	7000	Electronique de puissance
Alliages cristallins FeNi	0.8 à 1.6	5000 à 10000	Electronique de puissance
Amorphes FeSiBCr	1.41	20000	Electronique de puissance
Amorphes à base de cobalt	0.6 à 1.2	25000	Electronique de puissance