



HAL
open science

Inductance dans son environnement : caractérisation des inductances planaires intégrées dans les conditions d'utilisation de l'électronique de puissance

Koularambaye Mbaitelbe

► To cite this version:

Koularambaye Mbaitelbe. Inductance dans son environnement : caractérisation des inductances planaires intégrées dans les conditions d'utilisation de l'électronique de puissance. Electronique. Université de Lyon; Université Cheikh Anta Diop (Dakar), 2017. Français. NNT : 2017LYSES012 . tel-02103042

HAL Id: tel-02103042

<https://theses.hal.science/tel-02103042>

Submitted on 18 Apr 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**UNIVERSITÉ JEAN
MONNET DE SAINT
ÉTIENNE**



Ecole Doctorale Science, Ingénierie, Santé :
ED SIS 488

N° NNT : 2017LYSES012

**UNIVERSITÉ CHEIKH
ANTA DIOP DE DAKAR**



Ecole Doctorale Physique, Chimie, Sciences
de la Terre de l'Univers et de l'Ingénieur de
l'UCAD

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

Opéré par

L'UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE et

L'UNIVERSITE CHEIKH ANTA DIOP DE DAKAR

Spécialité : **Optique Photonique Hyperfréquence**

Présentée et soutenue publiquement le 08 /06/2017 par

KOULARAMBAYE MBAITELBE

Inductance dans son environnement : Caractérisation des inductances planaires intégrées dans les conditions d'utilisation de l'électronique de puissance

Composition du Jury :

Président	Roger Marcelin Faye	Professeur	Université Cheikh Anta Diop
Rapporteuse	Edith CLAVEL	Maître de conférences HDR	Université de Grenoble Alpes
Rapporteur	Mamadou WADE	Maître de conférences	Ecole Polytechnique de Thiès
Examineur	François ROYER	Professeur	Université Jean Monnet de Saint Etienne
Examineur	Papa Alioune Sarr NDIAYE	Professeur	Université Cheikh Anta Diop
Directeur de thèse	Jean-Jacques ROUSSEAU	Professeur	Université Jean Monnet de Saint Etienne
Co-directeur de thèse	Lamine THIAW	Maître de conférences	Université Cheikh Anta Diop
Encadrant	Jean Pierre CHATELON	Maître de conférences HDR	Université Jean Monnet de Saint Etienne

DEDICACES

Je dédie ce travail à :

- mon père Kourayanlaou Mbaitelbé ;

- ma mère Mornonyo Cécile ;

- ma petite sœur Mingamadji Isabelle ;

- mes petits frères Dr. Allaramadji Mbaitelbé, Allarasse Mbaitelbé, Singamong Hervé ;

- ma femme Dénéodjimbaye Caroline et mes deux enfants Mbai-asra Merveil et Nénoudji

Blandine.

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont le produit d'une thèse en cotutelle entre deux Universités à savoir l'Université Jean Monnet de Saint Etienne (UJM) et l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar (UCAD). Ces travaux ont été réalisés au Laboratoire Hubert Curien (LabHC) de l'UJM et au Laboratoire des Energies Renouvelables (LER) de l'ESP / UCAD.

Je voudrais tout d'abord rendre grâce à Dieu de m'avoir accordé tout ce qu'il faut pour terminer cette thèse.

Je remercie très vivement mon Directeur de thèse le professeur Jean Jacques ROUSSEAU de m'avoir proposé ce sujet et d'avoir bien dirigé ces travaux. Professeur, une fois de plus un grand merci pour votre engagement, vos qualités scientifiques et pédagogiques, votre disponibilité qui m'ont permis d'achever cette thèse dans de très bonnes conditions.

Un grand merci aussi à Lamine THIAW, Maître de conférences à l'UCAD, d'avoir accepté de co-diriger ces travaux. « Dieureudieuf » pour vos qualités scientifiques et pédagogiques, votre disponibilité et les démarches administratives menées pour la réussite de cette thèse.

Je dis merci également à mon co-encadrant Jean-Pierre CHATELON, Maître de Conférences à l'UJM pour ses orientations, ses conseils et ses corrections.

Je tiens à remercier le président du jury, les rapporteurs et tous les membres du jury d'avoir accepté de juger ce travail.

Mes remerciements vont aussi à l'endroit du professeur Mahamat BARKA d'avoir initié avec mes deux directeurs cette thèse en cotutelle. Merci au professeur Jérôme MBAINAIBEYE (ex Directeur Général de l'IUPM et actuellement Recteur de l'Université de Doba/Tchad) pour avoir facilité mes démarches administratives au cours de cette thèse.

Ma reconnaissance va aussi à l'endroit de la Banque Islamique à travers le Projet d'Appui à l'Enseignement Supérieur coordonné par M. Hassan Adoum KATCHALLA et au Gouvernement français d'avoir financé ces travaux.

Que M. Hassan Adoum KATCHALLA et son équipe trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

J'exprime aussi mes reconnaissances aux responsables de l'Ecole Télécom Saint Etienne d'avoir mis à ma disposition les équipements de mesure (oscilloscope, sondes, etc.) pour la partie expérimentale de ces travaux. François MINON, technicien de l'Ecole Télécom Saint Etienne, merci pour votre disponibilité.

J'exprime mes profonds remerciements à Stéphane CAPRARO, Bernard BAYARD, François ROYER, Damien JAMON, Mme Marie-Francoise BLANC-MIGNON, PIETROY David, au chef Gustave SOW, Papa Alioune NDIAYE, Salif Sagana FALL, Oumar BA, Abdoulaye MBAYE, Vincent SAMBOU, Aidara NGOM et Lamine NDIAYE pour leurs conseils et leurs encouragements.

Mes remerciements s'adressent également :

- A tous les docteurs et doctorants de LabHC que j'ai eu à côtoyer cours de cette thèse : Khamis Y., MHB, Awat A., Zaki P., Bonaventure D., Mahamat T., Mahamoud B., Ouzer A., Eric Djekounyom, Djiddo O., Boukhari M., Basma B., Gaskel G., Arafat O., Nathalie P. pour l'ambiance au labo.
- A tous les docteurs, doctorants et les Masters de LER : M. Thiam., A. Ndiaye, S. Gueye., M. Diop, N. Idi, I. Ngom, Papa Jean, B. Sy, O. Cissé, Adoulkerim Mbodj, N. Z. Gning, N. Diaw., B. Mbodji, M. Mbodji, T. Luc, Meimouna Mint et mon petit Dianka Sileymane pour la téréngala sénégalaise (accueil chaleureux) qu'ils m'ont toujours réservé pendant mes séjours à Dakar.
- A tous les enseignants du département génie électrique de l'ESP ;
- A la direction de l'ESP ;
- A tous mes collègues enseignants de l'Université Polytechnique de Mongo/Tchad ;
- A mes frères Beanzoumbé Tikri, Mbailassem Fulbert, Djimasngar Golngar, Mbaihoudou Diontar ;
- Aux fidèles de l'Eglise Evangélique de Saint Etienne, de l'Eglise Evangélique de Dakar et à ceux de l'Eglise locale de Siloé de N'Djaména pour leurs prières à mon égard.
- A tous mes parents pour leurs prières et encouragements.

Je dois remercier la famille de Jérôme Toralta pour leur accueil chaleureux pendant les fêtes de fin d'année que j'avais passées à Saint Etienne.

J'adresse un remerciement spécial à ma femme *Dénéodjimbaye Caroline* et à mes deux enfants *Merveil et Blandine* pour leur soutien à surmonter les moments difficiles tout au long de cette thèse.

Je tiens aussi à exprimer mes sincères reconnaissances à tous ceux qui de loin ou de près ont contribué d'une manière ou d'une autre à la réussite de cette thèse et dont je n'ai pas mentionné leurs noms ici.

Que Dieu vous rend au centuple !

SOMMAIRE GÉNÉRAL

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I : INDUCTANCES INTEGREES ET CONVERTISSEURS DC-DC.....	6
.....	6
I.1 : INDUCTANCES INTEGREES POUR LES CONVERTISSEURS DC-DC	6
I.1.1 : Introduction sur les inductances	6
I.1.1.1 : Constitution.....	6
I.1.1.2 : Définitions	7
I.1.1.3 : Matériaux magnétiques.....	9
I.1.1.4 : Applications des inductances.....	18
I.1.2 : Inductances intégrées	20
I.1.2.1 : Inductances sans matériau magnétique.....	21
I.1.2.2 : Inductances avec matériau magnétique	23
I.2 : LES CONVERTISSEURS DC-DC.....	30
I.2.1 : Convertisseurs DC-DC à un quadrant	31
I.2.2 : Convertisseurs DC-DC à deux quadrants	33
I.2.3 : Convertisseurs DC-DC à quatre quadrants.....	37
I.3 : CONCLUSION.....	40
CHAPITRE II : CARACTERISATION DES COMPOSANTS MAGNETIQUES	50
II.1 : ETAT DE L'ART SUR LES DIFFERENTES METHODES DE CARACTERISATION	50
.....	50
II.1.1 : Caractérisation petits signaux en régime sinus.....	51
II.1.2 : Caractérisation grands signaux en régime non sinus.....	54
II.1.2.1 : Les mesures électriques.....	54
II.1.2.2 : Les mesures des grandeurs magnétiques via les mesures électriques	58
II.1.3 : Méthode de mesure à la résonance	60

II.1.4 : Méthode calorimétrique.....	64
II.1.5 : Conclusion.....	67
II.2 : METHODE PROPOSEE ET MOYENS MIS EN ŒUVRE.....	68
II.2.1 : Nouvelle méthode de caractérisation.....	68
II.2.2 : Moyens mis en œuvre.....	71
II.2.2.1 : Problèmes de mesure.....	71
II.2.2.2 : Mesure de tension.....	76
II.2.2.3 : Mesure de courant	78
II.2.2.4 : Numérisation des données : Oscilloscope	87
II.3 : CONCLUSION	91
CHAPITRE III : COMPOSANTS PLANAIRES-REALISATION	95
III.1 : REALISATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE INTEGREE A UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE.....	96
III.1.1 : Préparation des substrats	96
III.1.1.1 : Collage – Sciage.....	96
III.1.1.2 : Rodage.....	97
III.1.1.3 : Polissage - Mesure de la rugosité.....	98
III.1.2 : Réalisation de la spirale (couche conductrice).....	99
III.1.2.1 : Elaboration des couches de cuivre par pulvérisation cathodique RF.....	99
III.1.2.2 : Etapes de photolithographie.....	102
III.1.3 : Protection de la couche conductrice réalisée	106
III.1.3.1 : Etamage.....	106
III.1.3.2 : Dorure galvanique.....	106
III.1.4 : Réalisation du bonding.....	107
III.1.5 Bilan	107
III.2 : PRESENTATION DES DISPOSITIFS REALISES ET CARACTERISES.....	109
III.3 : CONCLUSION.....	110

CHAPITRE IV : RESULTATS	114
IV. 1 : METHODE ET PROBLEMES DE MESURE-VALIDATION.....	114
IV. 1.1 : Méthode et problèmes de mesure	114
IV. 1.1.1 : Illustration du principe de la méthode	116
IV. 1.1.2 : Problèmes de mesure rencontrés.....	118
IV. 1.2 : Validation du banc de mesure.....	130
IV. 2 : RESULTATS CONCERNANT DES INDUCTANCES DISCRETES	132
IV. 2 .1 : Différents cycles mineurs	132
IV. 2 .2 Etude de la valeur de l'inductance en fonction du courant de polarisation	135
IV. 2 .3 Etude des pertes fer en fonction de la fréquence et du champ magnétique	136
IV. 3 : RESULTATS CONCERNANT DES INDUCTANCES PLANAIRES INTEGREES	137
IV. 3.1 : Inductance planaire intégrée basse fréquence.....	137
IV. 3 .1.1 : Différents cycles mineurs	137
IV. 3 .1.2 : Inductance en fonction du courant de polarisation DC- comparaison des résultats.....	138
IV. 3.2 : Inductance planaire intégrée haute fréquence.....	140
IV. 3 : CONCLUSION.....	141
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	143
PUBLICATIONS:	150
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES :.....	151
ANNEXES :	163
RÉSUMÉ.....	168

TABLE DES ILLUSTRATIONS :

<i>Figure 1: Encombrement de la gestion de l'énergie dans un téléphone cellulaire</i>	<i>1</i>
<i>Figure 2 : Diagramme d'une alimentation de puissance répartie.....</i>	<i>1</i>
<i>Figure 3: Constitution d'une inductance : a), b) [2] et d) [1] sont des inductances avec matériau magnétique, c) inductance sans noyau magnétique.....</i>	<i>7</i>
<i>Figure 4: Symbole d'une inductance : a) inductance idéale, b) Modèle électrique R-L de l'inductance.....</i>	<i>7</i>
<i>Figure 5: Flux magnétique en fonction du courant [3]</i>	<i>8</i>
<i>Figure 6: Cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique</i>	<i>10</i>
<i>Figure 7: Courbe de première aimantation [5].....</i>	<i>11</i>
<i>Figure 8: Aimantation rémanente</i>	<i>12</i>
<i>Figure 9: Allure de la perméabilité relative d'un matériau magnétique.....</i>	<i>13</i>
<i>Figure 10: Intérêt d'un matériau magnétique.....</i>	<i>13</i>
<i>Figure 11: Energie emmagasinée, restituée et perdue</i>	<i>14</i>
<i>Figure 12: Schéma montrant les courants de Foucault.....</i>	<i>15</i>
<i>Figure 13: Influence des courants de Foucault sur le cycle d'hystérésis et sur les pertes.....</i>	<i>15</i>
<i>Figure 14: Circuit intégré d'un récepteur RF d'un téléphone portable, développé en technologie CMOS 90 nm [24]</i>	<i>18</i>
<i>Figure 15: Convertisseur DC-DC de type Buck : a) son circuit de puissance, b) les formes d'ondes liées à l'inductance utilisée</i>	<i>19</i>
<i>Figure 16: Structures classiques de composants magnétiques pour les micro-convertisseurs : a) tore, b) serpent, c) et d) spirale [2]</i>	<i>20</i>
<i>Figure 17: Un convertisseur DC-DC de 170 MHz utilisant une inductance à air intégrée de 2nH [32].....</i>	<i>22</i>
<i>Figure 18: Microphotographie d'un convertisseur D-DC sur puce [29].....</i>	<i>22</i>
<i>Figure 19: Inductance dans son environnement [30].....</i>	<i>23</i>
<i>Figure 20: Une inductance double couche : a) Substrat de ferrite en NiZn, b) Vue en coupe transversale de l'inductance, c) motif de l'inductance méandre [38].....</i>	<i>24</i>
<i>Figure 21: Inductances planaires intégrées : a) Inductance torique sur puce avec noyau de ferrite épais de 500 μm et une métallisation en cuivre épais de 2 μm, b) Inductance planaire en spirale dont le conducteur est pris en sandwich entre deux noyaux de ferrite [39].....</i>	<i>25</i>
<i>Figure 22: R et L de l'inductance torique en fonction de la fréquence [39]</i>	<i>25</i>
<i>Figure 23: Micro inductance ([40 et 41]).....</i>	<i>26</i>

<i>Figure 24: Convertisseur Buck utilisant une inductance PDMA ([42] et [43]).....</i>	<i>27</i>
<i>Figure 25: Inductance planaire de puissance : a) ses conducteurs de puissance, b) sa structure [22].....</i>	<i>28</i>
<i>Figure 26: inductances planaires de puissance de types A et B : a) vue schématique des inductances b) vue de dessus et coupe transversale [20]</i>	<i>29</i>
<i>Figure 27: Propriétés électriques et magnétiques des inductances planaires : a) valeurs de l'inductance et de facteur de qualité en fonction de la fréquence, b) caractéristique B-H en fonction du courant de polarisation I_{dc} [20]......</i>	<i>29</i>
<i>Figure 28: Quadrants de la caractéristique $\Phi_{(i)}$ d'un matériau magnétique</i>	<i>31</i>
<i>Figure 29: Hacheur série et son principe de fonctionnement [45].....</i>	<i>31</i>
<i>Figure 30: Les formes d'ondes idéales du hacheur série R-L en conduction continue et discontinue de courant [45]</i>	<i>32</i>
<i>Figure 31: $\Phi_{(i)}$ en fonctionnement continu et discontinu de courant.....</i>	<i>33</i>
<i>Figure 32: Formes d'ondes de courant et de tension d'un MOSFET à commutation dure</i>	<i>34</i>
<i>Figure 33: Convertisseurs Buck classique et quasi -résonants [46]</i>	<i>34</i>
<i>Figure 34: Principe de fonctionnement du convertisseur Buck quasi-résonant à ZCS.....</i>	<i>35</i>
<i>Figure 35: Formes d'ondes du convertisseur Buck quasi-résonant à ZCS [47]</i>	<i>35</i>
<i>Figure 36: Configurations de l'interrupteur K en fonctionnement demi-onde (à gauche) et en fonctionnement pleine onde (à droite)</i>	<i>36</i>
<i>Figure 37: Caractéristique $\Phi_{(i)}$ de l'inductance de la cellule de résonance L_r du convertisseur Buck résonant à ZCS en fonctionnement pleine onde</i>	<i>37</i>
<i>Figure 38: Convertisseur Push Pull et son principe de fonctionnement [48]</i>	<i>38</i>
<i>Figure 39: Convertisseur Push Pull : a) ses formes d'ondes types et b) la caractéristique $\Phi_{(i)}$ correspondante aux formes d'ondes ([48] et [49]).....</i>	<i>39</i>
<i>Figure 40: Caractérisation petits signaux : Exemple de résultats [55]</i>	<i>51</i>
<i>Figure 41: Etude comparative : a) et b) respectivement valeurs de l'inductance et de la résistance en fonction de la fréquence [56]</i>	<i>52</i>
<i>Figure 42: valeurs de l'inductance et des pertes : a) valeur de l'inductance en fonction de la fréquence, b) pertes magnétiques des noyaux ESL 40010 et ESL 40011 en fonction de l'amplitude du courant IAC à 1 MHz [57].....</i>	<i>53</i>
<i>Figure 43: a) Inductance et sa coupe transversale, b) procédé de fabrication [58].....</i>	<i>53</i>
<i>Figure 44: Résistances et inductances en fonction de la fréquence [58]</i>	<i>54</i>
<i>Figure 45: Schéma électrique du convertisseur bidirectionnel et la procédure d'extraction de R_L et L ([59] et [60])</i>	<i>55</i>

<i>Figure 46: Valeurs de l'inductance extraites pour le fonctionnement du convertisseur en modes Boost et Buck [60] : a) L en fonction du courant moyen, b) L en fonction du rapport cyclique</i>	56
<i>Figure 47: a) Valeurs de l'inductance en fonction du courant, b) Pertes totales du composant en fonction du courant moyen [61].</i>	57
<i>Figure 48: Bancs de mesure : à gauche, un onduleur [62] et à droite, un convertisseur Buck [63].</i>	59
<i>Figure 49: schéma du principe de la méthode de résonance et les formes d'ondes associées : a) inductance (CST) en série avec le condensateur de compensation et le shunt de mesure de courant, b) les formes d'ondes du CST, c) formes d'ondes de l'ensemble (CST-shunt-condensateur).</i>	60
<i>Figure 50: Banc de mesure : a)Circuit de mesure proposé, b) différents appareils de mesure [65].</i>	61
<i>Figure 51: Comparaison des résultats des méthodes de caractérisation à 10 MHz [65]</i>	62
<i>Figure 52: Schéma du circuit de mesure à la résonance [66].</i>	62
<i>Figure 53: a) Circuit proposé pour la mesure des pertes dans l'inductance à excitation arbitraire et b) banc de mesure permettant la détermination des pertes à une température quelconque [67]</i>	64
<i>Figure 54: Banc de mesure calorimétrique (à gauche : le dispositif de mesure, à droite : le schéma) [72]</i>	65
<i>Figure 55: Un exemple de mesure des pertes totales par la méthode calorimétrique [72]</i>	66
<i>Figure 56: Inductances : a) inductance torique avec second bobinage rajouté, b) une inductance planaire à une couche.....</i>	67
<i>Figure 57: Formes d'ondes idéales : a) et b) Formes d'ondes typiques d'un convertisseur DC-DC, c) Forme d'onde des équipements classiques de caractérisation : RLCmètre, Impédancemètre, VNA.....</i>	68
<i>Figure 58: Schéma simplifié du banc de mesure</i>	69
<i>Figure 59: Inductance avec matériau magnétique : a) Caractéristique $\varphi_{(i)}$, b) Représentation conventionnelle.....</i>	70
<i>Figure 60: Modèle électrique typique d'une sonde passive et de l'entrée d'un oscilloscope [76]</i>	72
<i>Figure 61: Effets de la sonde-connecteur BNC-entrée oscilloscope sur le signal mesuré</i>	72
<i>Figure 62: Influence du retard sur la caractéristique $\varphi_{(i)}$.....</i>	74
<i>Figure 63: Influence du retard sur la caractéristique $\varphi_{(i)}$.....</i>	75

<i>Figure 64: Mesure du courant dans une diode avec différentes sondes de courant : Sondes construites avec deux types de câbles coaxiaux : câble classique et câble de type RG405U dit ‘rigid coaxial copper cable’, effet de la longueur des câbles [73]</i>	<i>76</i>
<i>Figure 65: Schéma équivalent d’une sonde de tension atténuatrice connectée à un oscilloscope [84].....</i>	<i>77</i>
<i>Figure 66: Formes d’ondes de la compensation d’une sonde [78] : a) Sonde sur-compensée, b) Sonde sous-compensée, c) Sonde compensée.....</i>	<i>78</i>
<i>Figure 67: Transformateur de courant : a et b) Structures du TC, c) TC 200MHz commercialisé par Pearson Current Monitor [86].....</i>	<i>79</i>
<i>Figure 68: Capteur à effet de Hall : a) Schéma de principe d’un capteur à effet Hall [88], b) Pince ampèremétrique à effet Hall [89]</i>	<i>80</i>
<i>Figure 69: Bobine de Rogowski : Schéma de principe avec le conditionneur (à gauche) et (à droite) une sonde de Rogowski [90]</i>	<i>81</i>
<i>Figure 70: Modèle électrique RL d’une résistance.....</i>	<i>83</i>
<i>Figure 71: Schéma de mesure du courant à l’aide d’une résistance.....</i>	<i>83</i>
<i>Figure 72: Schéma de mesure du courant par la résistance et son circuit équivalent.....</i>	<i>84</i>
<i>Figure 73: Shunts : a) Shunt réalisé, b) Shunt coaxial : SDN-10-2 GHz [92]</i>	<i>85</i>
<i>Figure 74: Banc de comparaison des deux shunts de courant</i>	<i>85</i>
<i>Figure 75: Comparaison expérimentale entre le shunt fabriqué et le shunt commercial SDN-10</i>	<i>86</i>
<i>Figure 76: Schéma fonctionnel simplifié d’un oscilloscope numérique</i>	<i>87</i>
<i>Figure 77: Illustration du problème de résolution verticale.....</i>	<i>88</i>
<i>Figure 78: Principe du mode moyennage</i>	<i>89</i>
<i>Figure 79: Principe de moyennage en mode à haute résolution</i>	<i>89</i>
<i>Figure 80: Bande passante du filtre de moyennage par échantillons consécutifs [103].....</i>	<i>90</i>
<i>Figure 81: Cycle d’hystérésis du noyau magnétique OH40907TC obtenus : a) sans moyennage, b) avec moyennage pour 1000 échantillons.....</i>	<i>91</i>
<i>Figure 82: Exemple des composants planaires réalisés au laboratoire LabHC</i>	<i>96</i>
<i>Figure 83: Plaquette de YIG collée sur un verre prête au sciage (à gauche) et Scie du LabHC (à droite).....</i>	<i>97</i>
<i>Figure 84: Rodeuse automatique du Laboratoire Magmas et Volcans</i>	<i>97</i>
<i>Figure 85: Polisseuse automatique.....</i>	<i>98</i>
<i>Figure 86: Profilomètre</i>	<i>98</i>
<i>Figure 87 : Bâti de pulvérisation cathodique radiofréquence TDS 350 du LabHC</i>	<i>99</i>

<i>Figure 88: Principe de la pulvérisation cathodique radiofréquence [112].....</i>	<i>100</i>
<i>Figure 89: Etapes de la photolithographie.....</i>	<i>103</i>
<i>Figure 90: Electrolyse.....</i>	<i>106</i>
<i>Figure 91: Appareil de dorure ‘Flash’ [117]</i>	<i>106</i>
<i>Figure 92: Bonding et son appareil de réalisation : a) Inductance à une couche avec le bonding, b) Machine KS4523 pour la réalisation du connecteur bonding.....</i>	<i>107</i>
<i>Figure 93: Inductances :a) Inductance discrète à air de 26 spires , b)Inductance discrète de 20 spires , c) inductances planaires intégrées, une couche de YIG, 15spires et d) double couche de 3C90, 10 spires.....</i>	<i>109</i>
<i>Figure 94: Symbole conventionnel d’une inductance</i>	<i>115</i>
<i>Figure 95: Banc de mesure</i>	<i>115</i>
<i>Figure 96: Formes d’ondes de l’inductance : courant (à gauche) et tension à ses bornes (à droite).....</i>	<i>116</i>
<i>Figure 97: Grandeurs intégrées : courant (à gauche) et tension (à droite).....</i>	<i>116</i>
<i>Figure 98: Flux magnétique en fonction du temps</i>	<i>117</i>
<i>Figure 99: Cycle mineur $\varphi_{(i)}$ à 100 kHz</i>	<i>117</i>
<i>Figure 100: Cycles $\varphi_{(i)}$ ouverts à cause de l’offset de la tension.....</i>	<i>118</i>
<i>Figure 101: Dérive la fonction $\varphi_{(t)}$.....</i>	<i>119</i>
<i>Figure 102: Cycles $\varphi_{(i)}$ après correction de la tension d’offset</i>	<i>120</i>
<i>Figure 103: Influence du retard sur les pertes fer évaluées</i>	<i>120</i>
<i>Figure 104: Tension et courant dans une inductance : a) $u_{(t)}$ mesurée sans moyennage, b) $u_{(t)}$ relevée avec moyennage, c) $i_{(t)}$ mesuré sans moyennage, d) $i_{(t)}$ mesuré avec moyennage</i>	<i>122</i>
<i>Figure 105: Cycle d’hystérésis $\varphi(i)$ déterminé directement avec le courant mesuré</i>	<i>123</i>
<i>Figure 106: Tension $u_{(t)}$ relevée à 400 kHz aux bornes du CST (figure 3.11-b).....</i>	<i>123</i>
<i>Figure 107: Courant $i_{(t)}$ dans l’inductance de 20 spires mesuré à 400 kHz.....</i>	<i>124</i>
<i>Figure 108: Résultats de filtrage : a) courant filtré, b) cycle obtenu à partir du courant filtré</i>	<i>125</i>
<i>Figure 109: Schéma électrique du circuit test</i>	<i>126</i>
<i>Figure 110: Courant mesuré et sa courbe modélisée</i>	<i>128</i>
<i>Figure 111: Cycle $\varphi_{(i)}$ déterminé en utilisant $i_{(t)}$ modélisé</i>	<i>128</i>
<i>Figure 112: Impact de l’erreur de modélisation sur le cycle : a) modèle du courant avec une erreur de 0,2%, b) comparaison des cycles avec et « sans erreur ».....</i>	<i>129</i>
<i>Figure 113: Cycle d’hystérésis d’une inductance à air : a) cycle $\varphi_{(i)}$ typique, b) cycle $\varphi_{(i)}$ présentant des pertes fer dues au retard sur $u_{(t)}$ ou sur $i_{(t)}$ ou encore les deux.....</i>	<i>130</i>

<i>Figure 114: Cycle d'hystérésis $\varphi(i)$ d'une inductance à air constituée de 26 spires.....</i>	<i>131</i>
<i>Figure 115: Cycles d'hystérésis déterminés avec des retards : a) de 2 ns, b) de 4 ns</i>	<i>132</i>
<i>Figure 116: Cycles majeur et mineur $\varphi(i)$ typiques d'un matériau magnétique.....</i>	<i>133</i>
<i>Figure 117: Cycle $\varphi(i)$ à 500 kHz, faibles AC et DC</i>	<i>134</i>
<i>Figure 118: Cycle $\varphi(i)$ à 500 kHz, faible AC et fort DC.....</i>	<i>134</i>
<i>Figure 119: Cycle $\varphi(i)$ à 35 kHz, forts AC et DC</i>	<i>135</i>
<i>Figure 120: Inductance réversible en fonction du courant de polarisation DC : cas de l'inductance discrète (figure 93-b).....</i>	<i>135</i>
<i>Figure 121: Pertes dans le matériau magnétique 3C90 en fonction de l'amplitude du champ magnétique et de la fréquence.....</i>	<i>136</i>
<i>Figure 122: Cycles mesurés à 100 kHz d'une inductance planaire (double couche de 3C90 +10 spires) :a) cycle à faible niveau du courant et b) cycle à fort niveau du courant.....</i>	<i>137</i>
<i>Figure 123: Les grandeurs $u(t)$ et $i(t)$ correspondant au cycle $\varphi(i)$ montré dans la figure 4.25-a.....</i>	<i>138</i>
<i>Figure 124 : Inductance réversible en fonction du courant de polarisation DC : cas de l'inductance planaire double couche présentée dans la figure 3.11-c</i>	<i>138</i>
<i>Figure 125: Mesures réalisées à l'aide l'Impédancemètre Agilent 4294A : a) et b) : Inductance et sa résistance série en fonction de la fréquence</i>	<i>139</i>
<i>Figure 126: Grandeurs $i_{(t)}$ (à gauche) et $u_{(t)}$ (à droite) relevés à 1 MHz aux bornes de l'inductance à une couche de YIG.....</i>	<i>140</i>
<i>Figure 127: Grandeurs intégrées en fonction du temps : courant (à gauche) et tension (à droite)</i>	<i>140</i>
<i>Figure 128: Inductance planaire intégrée une couche (figure 3.11-c) : Cycle d'hystérésis $\varphi(i)$</i>	<i>141</i>
<i>Figure 129: Schéma de principe de mesure fort courant DC associé à de faibles courants AC</i>	<i>148</i>
<i>Figure 130: Allure du courant pendant la première demi-période</i>	<i>163</i>
<i>Figure 131: Allures de $i_{(t)}$, $\tau_{(t)}$ et $\tau_{(i)}$ pour la première demi-période</i>	<i>164</i>
<i>Figure 132: Caractéristiques du matériau magnétique 3C90 : a) perméabilité complexe en fonction de la fréquence, b) cycle B-H typique [110].....</i>	<i>165</i>
<i>Figure 133: Pertes fer volumiques du 3C90 en fonction de la température, fréquence et du champ maximal [110]</i>	<i>166</i>
<i>Figure 134: Inductances planaires intégrées à une couche de 3C90.....</i>	<i>167</i>
<i>Figure 135: Impédancemètre Agilent 4294A de laboratoire Hubert Curien.....</i>	<i>167</i>

<i>Tableau 1: Principaux matériaux magnétiques utilisés.....</i>	<i>17</i>
<i>Tableau 2: Exemple de sondes passives commerciales [81-83].....</i>	<i>77</i>
<i>Tableau 3: Comparaison de la performance des capteurs de courant existant utilisés dans les applications de puissance ([85-87 ; 92-95]).....</i>	<i>82</i>
<i>Tableau 4: Synthèse de la réalisation d'une inductance à une couche du matériau magnétique.....</i>	<i>108</i>
<i>Tableau 5: Paramètres des inductances à caractériser.....</i>	<i>110</i>
<i>Tableau 6: Avantages et inconvénients des différentes méthodes de caractérisation.....</i>	<i>144</i>

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Au cours de ces dernières années, les préoccupations de la miniaturisation, d'intégration et de la fiabilité des alimentations de puissance sont de plus en plus abordées aussi bien par les industries du semi-conducteur que par les laboratoires de recherche. En effet, la surface occupée par les systèmes de conversion d'énergie reste relativement importante dans les équipements électroniques portables et embarqués. La figure 1 montre la carte électronique d'un téléphone cellulaire « iPhone 4 » où l'on peut voir qu'un tiers de la surface totale est occupé par les circuits de conversion et de gestion d'énergie.

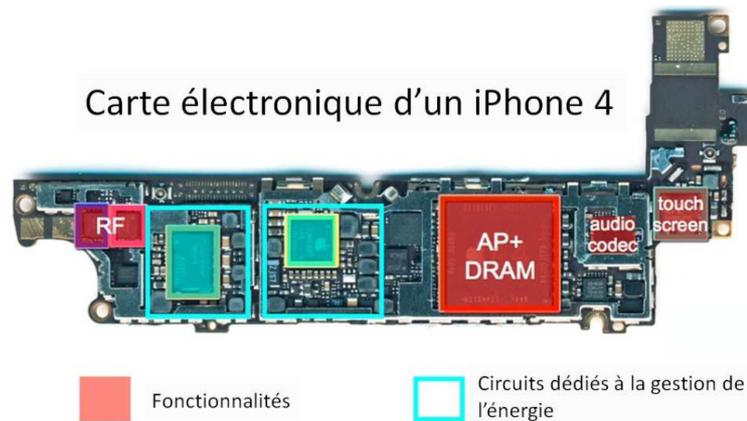


Figure 1: Encombrement de la gestion de l'énergie dans un téléphone cellulaire

Parmi ces systèmes de conversion, les convertisseurs DC-DC permettent d'adapter le niveau d'énergie aux sous circuits de la carte. La figure 2 présente le schéma fonctionnel d'une alimentation de puissance répartie que l'on peut rencontrer dans les dispositifs électroniques portables et embarqués.

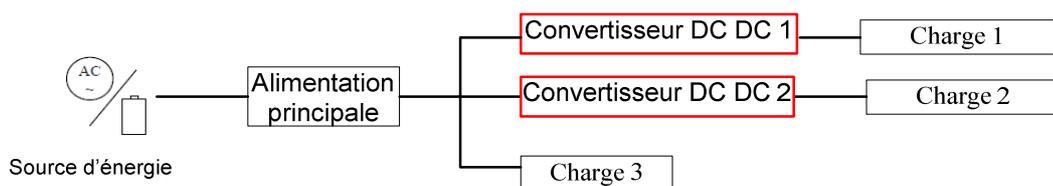


Figure 2 : Diagramme d'une alimentation de puissance répartie

De telles alimentations de puissance exigent un très bon rendement et des dimensions réduites. Des efforts ont été faits pour la réduction de la taille des composants de ces convertisseurs DC-DC notamment des inductances.

Depuis quelques années le Laboratoire Hubert Curien s'intéresse à la conception, la réalisation et la caractérisation des composants magnétiques planaires intégrés (inductances,

transformateurs, etc) avec des dimensions réduites. Ces composants sont destinés aux applications de l'électronique de puissance. Les formes d'ondes généralement rencontrées en électronique de puissance sont de forme rectangulaire pour la tension et triangulaire pour le courant avec dans certains cas une forte composante continue. Malheureusement les inductances sont caractérisées classiquement en régime sinusoïdal, faible amplitude (ordre de mA) à l'aide d'équipements commerciaux (RLCmètre, Impédancemètre et Analyseur Vectoriel de Réseau).

Pour la conception des convertisseurs DC-DC, il est très important de connaître les caractéristiques de ces composants magnétiques (c'est-à-dire courant de saturation, valeur de l'inductance, pertes, etc.) avec des formes d'ondes correspondant aux conditions réelles de fonctionnement.

Dans la littérature, plusieurs méthodes de caractérisation des inductances ont été développées. La plus part de ces approches utilisent des formes d'ondes d'excitation sinusoïdale. La méthode de caractérisation non sinus à l'aide de l'appareil spécifique (analyseur B-H SY8232) permet d'étudier le composant dans des conditions d'utilisation, mais elle nécessite une modification du composant sous test (ajout d'un bobinage auxiliaire). En effet, il est facile de rajouter un second bobinage à une inductance discrète torique ou de forme fermée mais impossible avec une inductance planaire intégrée.

Notre contribution dans cette thèse est la proposition et la mise en œuvre d'une méthode de caractérisation adaptée aux composants magnétiques planaires. Cette approche permet de déterminer les principaux paramètres du composant (valeur de l'inductance, niveau de saturation du matériau magnétique et les pertes) dans des conditions d'utilisation de l'électronique de puissance.

Le manuscrit de cette thèse est subdivisé en quatre grandes parties :

Le chapitre 1 dans sa première partie, présente un état de l'art des inductances intégrées notamment celles qui sont destinées ou utilisées dans les convertisseurs DC-DC. Ensuite, il passe en revue les convertisseurs d'énergie notamment la façon dont le matériau magnétique d'une inductance est exploité dans un convertisseur.

Le second chapitre est consacré à l'étude des différentes méthodes de caractérisation des inductances existant dans la littérature et propose une nouvelle méthode de caractérisation des composants magnétiques planaires intégrés ainsi que les outils pour sa mise en œuvre.

Pour pouvoir tester la nouvelle méthode, quelques échantillons d'inductances planaires ont été réalisés. Le chapitre 3 résume les différentes étapes de réalisation de ces inductances notamment les inductances à une couche de matériau magnétique.

Le dernier chapitre rappelle le principe de la nouvelle méthode de caractérisation en présentant les problèmes liés à cette approche ainsi que les solutions apportées. Il présente ensuite les résultats de caractérisation des inductances discrètes et planaires intégrées.

A la fin de ce manuscrit, un bilan des travaux réalisés est proposé ainsi que les perspectives liées à ces travaux.

CHAPITRE I :

INDUCTANCES INTEGREES ET

CONVERTISSEURS DC-DC

SOMMAIRE DU CHAPITRE I

CHAPITRE I : INDUCTANCES INTEGREES ET CONVERTISSEURS DC-DC.....	6
.....	
I.1 : INDUCTANCES INTEGREES POUR LES CONVERTISSEURS DC-DC	6
I.1.1 : Introduction sur les inductances	6
I.1.1.1 : Constitution.....	6
I.1.1.2 : Définitions	7
I.1.1.3 : Matériaux magnétiques.....	9
I.1.1.4 : Applications des inductances.....	18
I.1.2 : Inductances intégrées.....	20
I.1.2.1 : Inductances sans matériau magnétique.....	21
I.1.2.2 : Inductances avec matériau magnétique	23
I.2 : LES CONVERTISSEURS DC-DC.....	30
I.2.1 : Convertisseurs DC-DC à un quadrant	31
I.2.2 : Convertisseurs DC-DC à deux quadrants	33
I.2.3 : Convertisseurs DC-DC à quatre quadrants.....	37
I.3 : CONCLUSION.....	40

CHAPITRE I : INDUCTANCES INTEGREES ET CONVERTISSEURS DC-DC

L'étude abordée dans ce chapitre porte sur la caractérisation de l'inductance dans son environnement. Il s'agit de caractériser les inductances dans leur environnement et plus particulièrement des inductances planaires. L'environnement ici peut être représenté par un convertisseur d'énergie (convertisseur DC-DC par exemple). Pour avoir une vue globale du sujet, une revue des inductances intégrées utilisées dans les convertisseurs DC-DC est d'abord présentée. L'étude des convertisseurs DC-DC est ensuite abordée notamment leur principe de fonctionnement et les composants magnétiques. Une conclusion termine le chapitre.

I.1 : INDUCTANCES INTEGREES POUR LES CONVERTISSEURS DC-DC

Dans le circuit de puissance des convertisseurs DC-DC, on remarque généralement la présence d'une inductance. Cette inductance a pour rôle de transférer l'énergie de l'entrée à la sortie du convertisseur à l'échelle de la fréquence de commutation. Pour minimiser les pertes par commutation, une inductance supplémentaire est parfois utilisée. C'est le cas des convertisseurs DC-DC résonnants.

I.1.1 : Introduction sur les inductances

I.1.1.1 : Constitution

Une inductance appelée communément bobine est constituée d'un bobinage dans certaines configurations enroulé autour d'un noyau. Ce noyau peut être un isolant ou un matériau magnétique permettant de canaliser les lignes de champ magnétique et donc d'augmenter la valeur de l'inductance. Les figures 3-a, 3-b, 3-d représentent des inductances avec matériau magnétique et la figure 3-c montre une inductance à air.

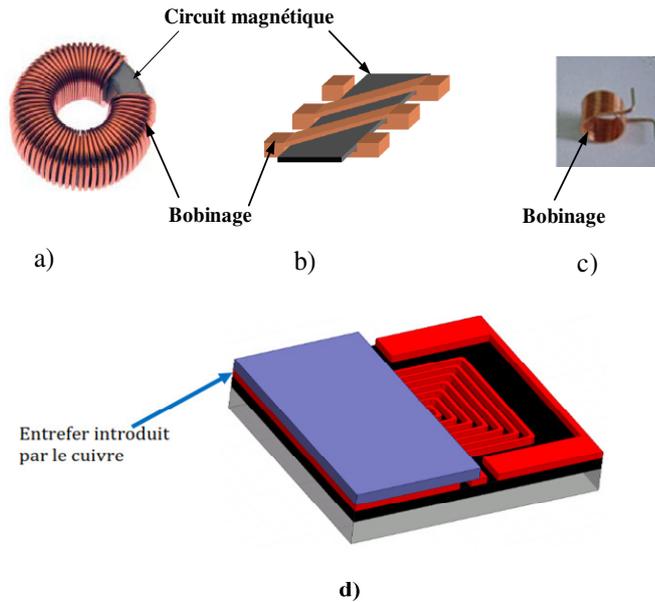


Figure 3: Constitution d'une inductance : a), b) [2] et d) [1] sont des inductances avec matériau magnétique, c) inductance sans noyau magnétique.

Le circuit magnétique est généralement fermé (figure 3-a) mais dans de nombreuses applications un entrefer est introduit (exemple de la figure 3-d) pour permettre le stockage d'une plus grande quantité d'énergie. L'inductance avec matériau magnétique présente l'inconvénient de se saturer d'où l'introduction d'un entrefer.

1.1.1.2 : Définitions

L'inductance est un composant passif très utilisé en électronique. Son symbole est donné à la figure 4-a.

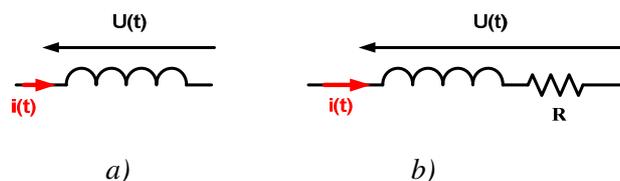


Figure 4: Symbole d'une inductance : a) inductance idéale, b) Modèle électrique R-L de l'inductance

Lorsqu'un courant i_0 traverse l'inductance, il engendre un champ magnétique, et donc un flux magnétique à travers chaque spire de la bobine.

A. Flux magnétique à travers une bobine

Le flux à travers une spire est défini par $\iint \vec{B} \cdot \vec{ds}$, l'expression du flux magnétique total Φ à travers une bobine de N spires vaut $\Phi = N \cdot \varphi$.

Considérons le modèle R-L de l'inductance (voir figure 4-b). La tension instantanée $u(t)$ aux bornes de l'inductance peut s'écrire de la manière suivante :

$$u(t) = \frac{d\Phi}{dt} + r \cdot i(t) = e(t) + r \cdot i(t) \quad (1.1)$$

Où :

- r est la résistance interne du bobinage ;
- $e(t)$ est la force contre-électromotrice induite par la variation du flux (loi de Faraday).

A partir de l'équation 1.1, nous en déduisons une autre expression Φ :

$$\Phi(t) = \int e(t) \cdot dt = \int u(t) \cdot dt - \int r \cdot i(t) \cdot dt \quad (1.2)$$

Le flux dépend du courant qui traverse la bobine. La figure 5-a montre son allure en fonction du courant pour des inductances non linéaires (bien évidemment des inductances avec un noyau magnétique).

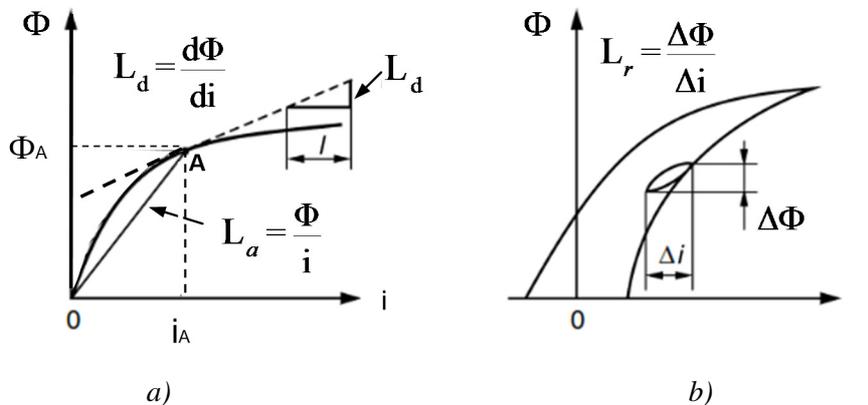


Figure 5: Flux magnétique en fonction du courant [3]

B. Définitions d'une inductance

Le terme inductance peut être défini de différentes manières en fonction de la non-linéarité de la courbe $\Phi(i)$. Dans [3], on retrouve différentes définitions mais d'une façon générale, l'inductance est définie par le rapport du flux sur le courant. Elle est exprimée en Henry (H).

- **Inductance d'amplitude notée L_a ou L_c (chord inductance or amplitude inductance)**

C'est la pente de la droite (OA) indiquée sur la courbe $\Phi_{(i)}$ de la figure 5-a. Elle a pour expression :

$$L_a = \frac{\Phi_A}{i_A} \quad (1.3)$$

- **Inductance différentielle**

La dérivée du flux magnétique $\Phi_{(i)}$ par rapport au courant i est appelée inductance différentielle et notée L_d . Cette inductance est observée quand des petits signaux (courants alternatifs) sont superposés à la composante continue du courant dans la bobine. Dans [4], elle est nommée inductance petit signal et définie comme étant le rapport entre les faibles variations du flux et du courant qui lui donne naissance pour un point de fonctionnement donné.

$$L_d = \frac{d\Phi}{di} \quad (1.4)$$

- **Inductance réversible**

La figure 5-b présente l'allure du flux magnétique en fonction du courant et fait apparaître un cycle mineur. La pente du cycle mineur représente une inductance à faible signal. Cette inductance est appelée inductance réversible et notée L_r .

$$L_r = \frac{\Delta\Phi}{\Delta i} \quad (1.5)$$

Remarques : - Lorsqu'on néglige les pertes dans le matériau magnétique ce qui se traduit par un cycle d'épaisseur nulle, l'inductance différentielle vaut l'inductance réversible ($L_d = L_r$).

- Suivant le type de convertisseur et donc suivant le mode de fonctionnement du composant magnétique, on s'intéresse à l'une ou l'autre de ces inductances. Par exemple pour un convertisseur Flyback fonctionnant dans le premier quadrant on utilisera l'inductance réversible. En revanche pour un convertisseur quatre quadrants, l'inductance d'amplitude est la plus appropriée.

1.1.1.3 : Matériaux magnétiques

A. Principales caractéristiques

Un matériau magnétique est caractérisé par sa courbe $B(H)$ (c'est-à-dire le champ magnétique B en fonction de l'excitation magnétique H), sa courbe de première aimantation et

son cycle d'hystérésis. La caractéristique typique d'un matériau magnétique est donnée par la figure 6.

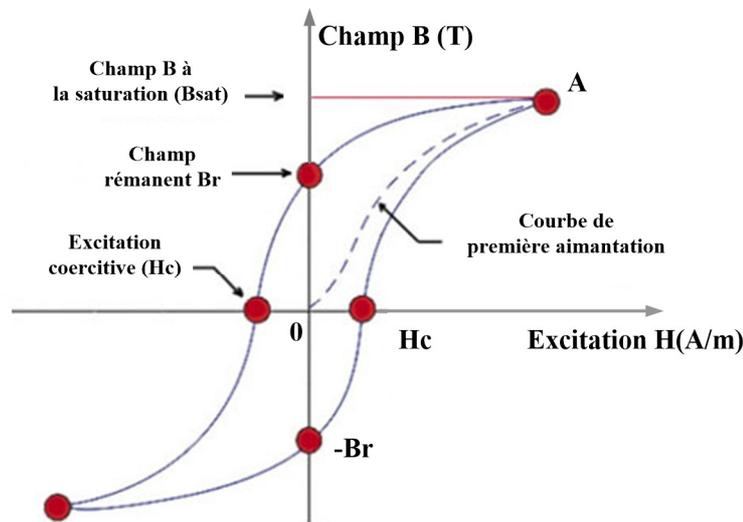


Figure 6: Cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique

Les principales caractéristiques du matériau magnétique sont : le champ rémanent B_r , l'excitation coercitive H_c , le champ magnétique à la saturation B_{sat} , la perméabilité magnétique μ et les pertes dans le matériau magnétique. Avant une brève description de ces grandeurs, le phénomène physique représenté par la courbe de première aimantation sera décrit.

✚ Courbe de première aimantation

Lorsqu'un matériau magnétique est à l'état désaimanté, les aimantations (ou les moments magnétiques) associées aux domaines de Weiss ont des directions aléatoires. La résultante des moments magnétiques est nulle. La figure 7-a présente les domaines de Weiss. Ces domaines sont séparés par des parois de Bloch. Les parois sont liées aux points d'épinglage (les points d'épinglage correspondant à des défauts du matériau, des impuretés, des dislocations...). En pratique, pour désaimanter un matériau magnétique, il suffit de lui appliquer un champ alternatif de forte amplitude (de manière à saturer le matériau) puis au fur et à mesure diminuer cette amplitude jusqu'à l'annulation de l'excitation.

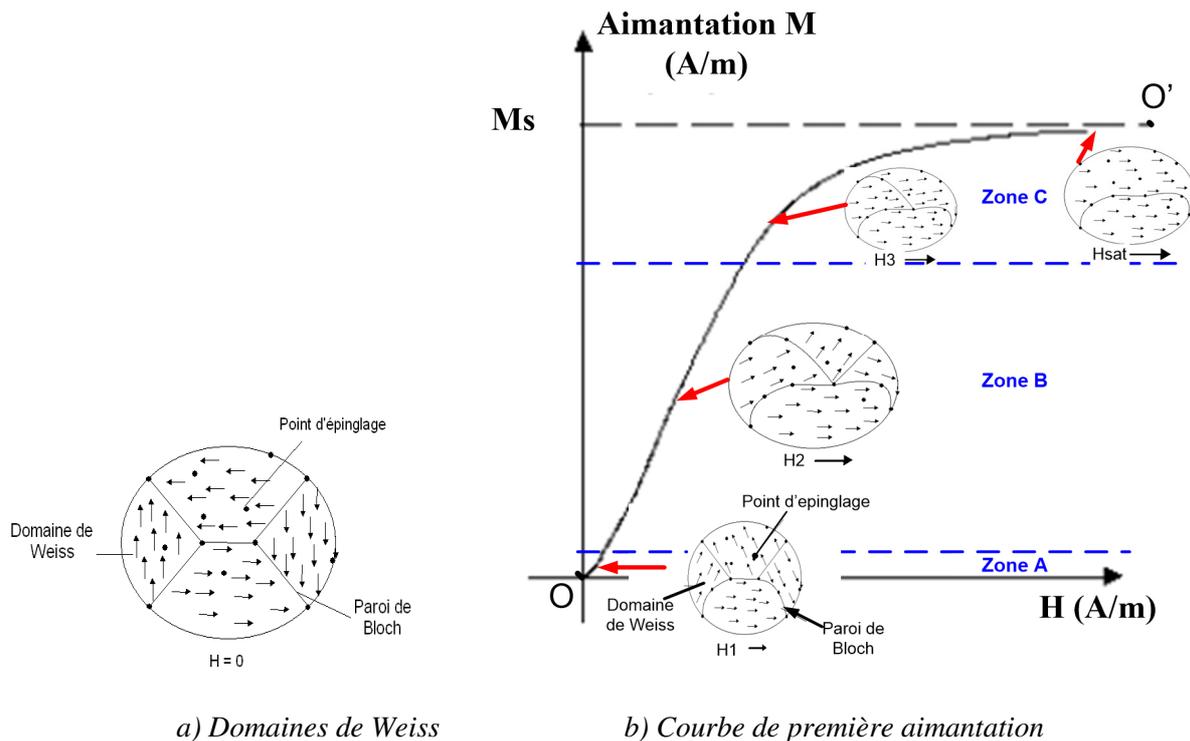


Figure 7: Courbe de première aimantation [5].

Si l'on excite un matériau magnétique initialement désaimanté, on obtient la courbe de première aimantation représentée par la courbe OO' dans le plan $M(H)$ de la figure 7-b. Cette courbe peut être subdivisée en trois zones selon les niveaux d'excitation ou d'aimantation :

- Dans la zone A où l'on a de faibles niveaux d'excitation, les parois de Bloch se déplacent. Les domaines magnétiques (ou domaines de Weiss) pour lesquels les moments magnétiques ont une direction voisine de celle de H appliquée grandissent au détriment des autres domaines. Le système est réversible : si l'on annule H , les parois reprennent leurs formes initiales.
- Si l'on applique une excitation un peu plus élevée que la précédente, les domaines s'agrandiront cette fois-ci de façon irréversible. Les parois se déplacent d'un point d'épinglage à un autre par une succession de sauts. C'est la zone linéaire notée B.
- Zone C : Cette zone est constituée de deux parties. Il y a la partie coudée de la courbe de première aimantation et la partie où l'aimantation est saturée. La partie coudée est à cheval entre la zone linéaire et la zone de saturation. C'est la zone de transition. Dans cette zone, sous un champ un peu plus élevé que précédemment, le mouvement irréversible des parois se poursuit jusqu'à obtenir l'ensemble des domaines orientés dans une direction proche de celle du champ H appliqué. Pour atteindre la zone de saturation, il faut appliquer un champ beaucoup plus fort que précédemment. L'effet du champ produit une rotation des domaines de Weiss qui

s'alignent dans la même direction que celle du champ appliqué. Lorsque tous les déplacements et les rotations des domaines ont eu lieu, on atteint la saturation.

✚ Champ rémanent - excitation coercitive

En partant de l'état désaimanté puis après avoir appliqué une forte excitation magnétique H , si on annule celle-ci, on observe que tous les domaines magnétiques ne sont pas revenus à leur position d'origine (état désaimanté). Le matériau magnétique conserve une certaine aimantation résiduelle appelée champ rémanent noté B_r .

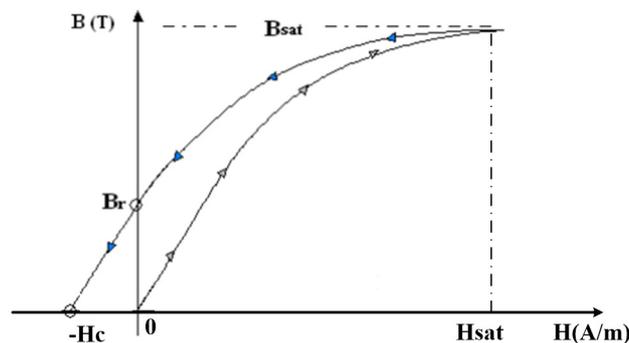


Figure 8: Aimantation rémanente

Pour annuler le champ magnétique B dans le noyau, il suffit d'appliquer une excitation dite coercitive d'amplitude H_c .

✚ Champ magnétique à la saturation

Sur la figure 8, on observe que quand l'excitation magnétique H augmente, le champ magnétique B augmente aussi. Pour de fortes valeurs de H notées H_{sat} , l'aimantation du noyau ou le champ magnétique B atteint sa valeur de saturation. Cela s'explique par le fait que tous les domaines de Weiss sont orientés dans la même direction que celle de l'excitation H_{sat} appliquée. On dit que le matériau magnétique est saturé et le champ correspondant à cet état de saturation est noté B_{sat} .

✚ Perméabilité magnétique

La perméabilité magnétique notée μ illustre la facilité d'un matériau magnétique à s'aimanter sous l'action d'une excitation externe. L'équation (1.6) donne la relation entre B , μ et H . On remarque que μ représente la pente de la caractéristique $B(H)$.

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (1.6)$$

Où $\mu = \mu_0 \mu_r$ avec μ_0 : la perméabilité du vide. Sa valeur est égale $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m (Henry/ mètre) et μ_r : la perméabilité relative dépend du matériau. Elle dépend de l'excitation magnétique H , de la température,....

La figure 9 donne l'allure de μ_r en fonction du champ d'excitation H .

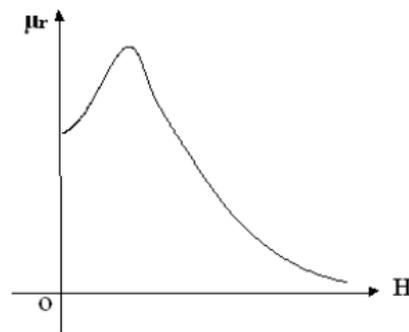
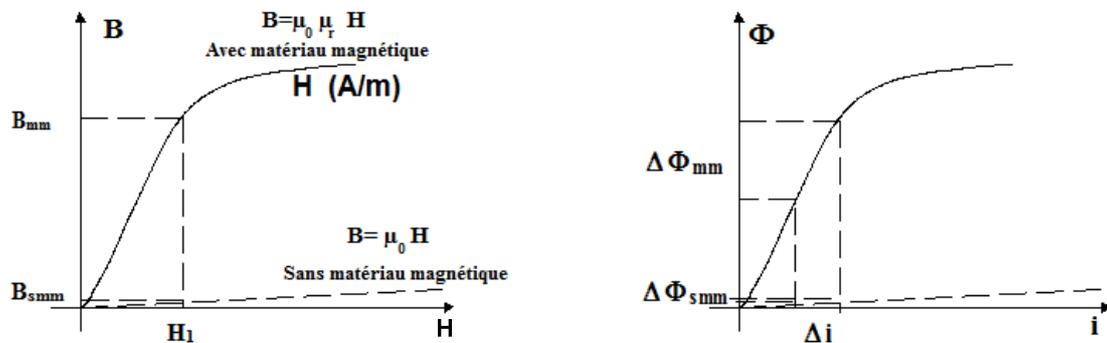


Figure 9: Allure de la perméabilité relative d'un matériau magnétique

B. Avantages et inconvénients d'un matériau magnétique

La figure 10 met en évidence l'intérêt d'un matériau magnétique pour la réalisation d'une inductance.



a) Caractéristique $B(H)$

b) Caractéristique $\Phi(i)$

Figure 10: Intérêt d'un matériau magnétique

En observant la courbe de première aimantation $B(H)$ (voir figure. 10-a), on remarque que pour une même excitation magnétique H_1 , le champ magnétique B_{smm} obtenu sans matériau est beaucoup plus faible que celui obtenu avec matériau magnétique. De même à la figure 10-b, la valeur du flux sans matériau magnétique ($L_{smm} = \frac{\Delta\Phi_{smm}}{\Delta i}$) est beaucoup plus faible que celle obtenue avec matériau magnétique ($L_{mm} = \frac{\Delta\Phi_{mm}}{\Delta i}$). Ainsi, l'utilisation du matériau

magnétique permet d'augmenter de façon importante la valeur de l'inductance tout en gardant ou en diminuant les dimensions du composant [6]. Cependant, elle occasionne des pertes magnétiques (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) parfois importantes.

🚧 Pertes par hystérésis

Le cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique (Cf. figure 6) illustre la relation existante entre le champ magnétique B et l'excitation H. Il caractérise le matériau magnétique. Sa forme et sa surface dépendent de l'amplitude de l'excitation H. Les pertes par hystérésis correspondent à l'énergie perdue lors d'un cycle d'hystérésis complet. Cette énergie est dissipée dans le matériau magnétique sous forme de chaleur et correspond à l'aire du cycle dans le plan $\Phi(i)$. La figure 11 illustre graphiquement les différentes phases de stockage et de restitution de l'énergie magnétique. Pour une excitation variable appliquée, le matériau magnétique emmagasine de l'énergie (figure. 11-a). Cette énergie est représentée par la surface délimitée par OADO. Lorsqu'on annule le champ appliqué, l'énergie emmagasinée n'est pas restituée dans la totalité (figure 11-b). L'énergie perdue est représentée par l'aire du demi-cycle OAC (voir fig. 11-c).

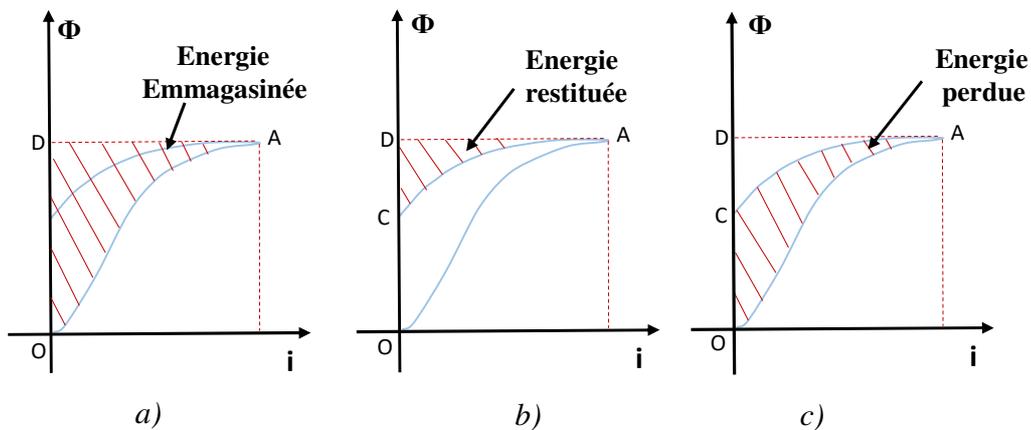


Figure 11: Energie emmagasinée, restituée et perdue

Ainsi, au cours d'un cycle, les pertes dans le matériau magnétique sont données par la relation :

$$P_{fer} = \frac{S_{cycle}}{T} = f \cdot S_{cycle} \quad (1.7)$$

Où : P_{fer} (Watt) désigne les pertes dans le matériau pendant une période T , f la fréquence et S_{cycle} l'aire du cycle dans le plan $\Phi(i)$ égale à l'énergie dissipée dans le matériau magnétique.

Pour réduire les pertes par hystérésis, les matériaux magnétiques présentant un cycle d'hystérésis plus étroit (faibles B_r et H_c) tels que Fer, Cobalt, Nickel, Magnésium, ... et leurs alliages (fer-nickel, fer-cobalt...) sont préférables ([7] et [8]).

✚ Pertes par courants de Foucault

Un courant variable dans la bobine crée un champ magnétique variable donc un flux variable à travers une section droite du noyau magnétique. Selon la loi de Lenz, les variations du flux magnétique induiront une force électromotrice (f.e.m.) dans le noyau magnétique. La f.e.m. à son tour induira des courants (notés $i_1, i_2, i_3, i_4, \dots$ dans la figure 12) dans le noyau magnétique qui sont appelés courants de Foucault. Ces courants sont d'autant plus importants que la résistivité du matériau est faible ou que la fréquence de fonctionnement est élevée.

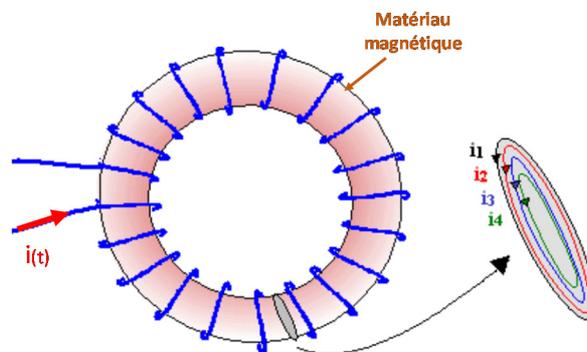


Figure 12: Schéma montrant les courants de Foucault

Ces courants provoquent des pertes par courants de Foucault qui se traduisent par un gonflement du cycle d'hystérésis (voir figure 13) et par un échauffement supplémentaire du matériau magnétique.

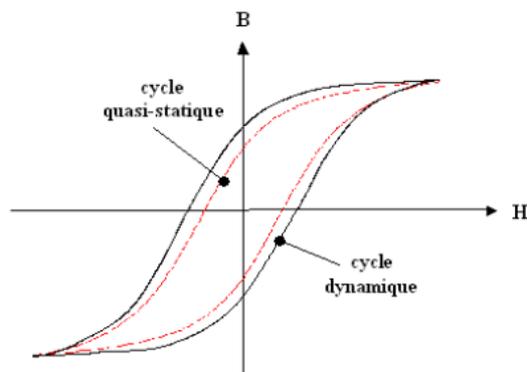


Figure 13: Influence des courants de Foucault sur le cycle d'hystérésis et sur les pertes

A noter que les pertes par hystérésis (aire du cycle quasi-statique) plus les pertes par courants de Foucault constituent les pertes fer dans le matériau magnétique. Pour réduire ces pertes, quelques solutions ont été proposées. Ces solutions sont présentées dans le paragraphe suivant.

C. Présentation des différents matériaux

Il existe de nombreux matériaux magnétiques sur le marché pour les différents domaines fréquentiels. Dans ce travail, on s'intéressera à ceux généralement utilisés pour la réalisation des inductances destinées aux convertisseurs d'énergie. Tout d'abord, il convient de noter que le problème majeur lié à l'utilisation de matériaux magnétiques est en général les pertes qu'ils engendrent. En effet, lorsque la fréquence augmente les pertes dues aux courants de Foucault deviennent importantes (pertes par courants de Foucault sont approximativement proportionnelles au carré de la fréquence d'excitation). Ainsi, pour minimiser ces pertes tout en augmentant la fréquence de travail, des matériaux magnétiques de faible épaisseur sont par conséquent utilisés. C'est ainsi que certaines inductances sont réalisées avec des circuits magnétiques laminés. Cependant, le procédé de fabrication de telles structures reste bien compliqué. D'autres solutions peuvent être envisagées. Par exemple l'utilisation de matériaux magnétiques de forte résistivité [9]. Des matériaux tels que les ferrites Nickel-Zinc (Ni-Zn) de résistivité pouvant atteindre $10^7 \Omega.m$ [10], Manganèse-Zinc (Mn-Zn) de résistivité comprise entre 0,1 à $10 \Omega.m$ [11], peuvent être utilisés. Dans [12], un matériau magnétique composite (40% Mn-Zn dans une matrice polyimide) de forte de résistivité (10^4 fois plus élevée que celle du ferrite Mn-Zn) a été utilisé afin de réduire les pertes par courants de Foucault.

Une autre possibilité consiste à utiliser des matériaux magnétiques de faible résistivité (tels que les alliages au Cobalt (Co), Fer-Nikel (Fe-Ni), ...) en réalisant les circuits magnétiques par une alternance de couches magnétiques et isolantes comme dans [8] et [13]. Les matériaux isolants généralement utilisés à cet effet sont : l'oxyde de silicium (SiO_2), l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3), les nitrures de silicium et des polymères de type résines photosensibles ou polyimides.

Le tableau 1 présente les matériaux magnétiques généralement utilisés pour la réalisation des inductances destinées aux convertisseurs d'énergie.

Tableau 1: Principaux matériaux magnétiques utilisés

Composition	Type de matériaux et son épaisseur	Résistivité ($\Omega.m$)	Perméabilité	Fréquence Utilisée (MHz)	Références
CL90-7057 basé sur Ni-Zn	Ferrite	-	200	-	[14]
Mn-Zn _{40%} dans une matrice de polyimide	Ferromagnétique épaisseur : 0-350 μm	-	6	1	[12]
Permalloy (Fe-Ni)	Ferromagnétique épaisseur : 15 μm	-	-	10	[15]
Fe-Ni / SiO ₂	Ferromagnétique /isolant épaisseur : 1,8-3 μm	-	-	2	[16]
Fe ₅₅ -Ni ₄₅ / SU- 8	Ferromagnétique/isolant épaisseur : 5 μm	50.10^{-8}	300	5	[7]
Fe-Ni / Polyimide	Ferromagnétique/ isolant épaisseur : 2,5 μm	25.10^{-8}	1400 à 30 MHz	5	[17]
CoHfTaPd	Ferromagnétique épaisseur : 9 μm	-	4200 à 10 MHz	3 -	[18] [19]
CoZrTa/SiO ₂	Ferromagnétique/ isolant épaisseur : ~ 2 μm	-	-	1,6	[13]
Y ₃ Fe ₅ O ₁₂	Ferrite : Grenat d'Yttrium et de Fer (YIG) épaisseur : 100 μm	10^4	~ 45 à plusieurs centaines de MHz	quelques dizaines de MHz	[1]
Zn _{0.36} Fe _{2.64} O ₄	Ferromagnétique/ isolant épaisseur : 100-500 μm	-	80 à 100 MHz	100	[20]
Co _{44%} Ni _{37%} Fe _{19%}	Noyaux Ferromagnétiques, laminés de CoNiFe épaisseur : 300-500 nm	40.10^{-8}	700 à 1 MHz	1	[8]
Ni _{0.49} Zn _{0.33} Cu _{0.18} Fe ₂ O ₄	Ferrite épaisseur : 50 μm	10^8	140 à 10 MHz	< 30 MHz	[21]
Fe-Hf-N	Ferromagnétique épaisseur : 700 nm	14	600 à 100 MHz	5	[22]

1.1.1.4 : Applications des inductances

Les inductances sont presque présentes dans tous les dispositifs électroniques. Dans les dispositifs fonctionnant à des fréquences élevées, les inductances mises en œuvre sont généralement sans noyau magnétique et de dimensions réduites. Par contre, dans les applications à basses fréquences, elles sont à noyau magnétique et occupent de grands espaces sur la carte de ces dernières. Dans les processus de traitement de signal, les inductances sont généralement utilisées pour la réalisation de filtres, d'oscillateurs, etc. En électronique de puissance, elles sont généralement utilisées pour le lissage du courant, le stockage d'énergie, la conversion de puissance, etc. Dans les pages qui suivent, quelques exemples d'application des inductances seront présentés.

A. Applications liées au traitement de signal

Le traitement du signal est une discipline qui se propose d'étudier, de concevoir et réaliser des systèmes d'exploitation des signaux [23]. Ces systèmes utilisent des composants passifs tels que les inductances, les condensateurs et les résistances. Le traitement de signal est presque omniprésent dans tous les domaines. On le trouve en télécommunication, en médecine, etc. A titre d'exemples la carte électronique d'un téléphone portable comporte en majorité des composants passifs. Ces derniers occupent une grande surface sur la carte (figure 14) et ont pour tâche le traitement du signal reçu ou émis par le téléphone.

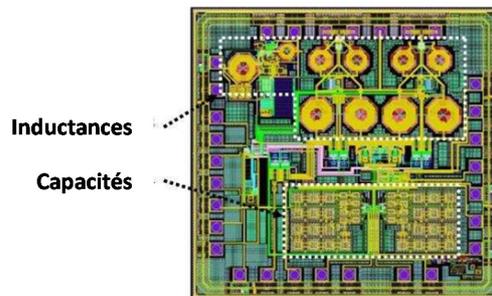


Figure 14: Circuit intégré d'un récepteur RF d'un téléphone portable, développé en technologie CMOS 90 nm [24]

Les inductances sur cette carte sont à air. En effet, dans le domaine du traitement de signal, la notion de stockage d'énergie et de puissance a peu d'intérêt. L'un des paramètres essentiels est la valeur de l'inductance, sa précision et son facteur de qualité (le facteur de qualité se définit comme étant l'énergie magnétique emmagasinée par l'inductance sur l'énergie perdue par effet Joule). Il convient également de noter que ces inductances sont généralement soumises à des formes d'ondes sinusoïdales de faible amplitude. Ainsi, les équipements de caractérisation tels

que l'Impédancemètre et l'Analyseur Vectoriel de Réseau (VNA) peuvent être utilisés pour les caractériser.

B. Applications liées à l'électronique de puissance

Contrairement au domaine précédent, les inductances en électronique de puissance ont un double rôle. Elles servent généralement à la réduction de l'ondulation du courant et au stockage d'énergie (le cas des alimentations à découpage). Un exemple d'une alimentation à découpage avec ses formes d'ondes idéales liées à l'inductance est donné à la figure 15.

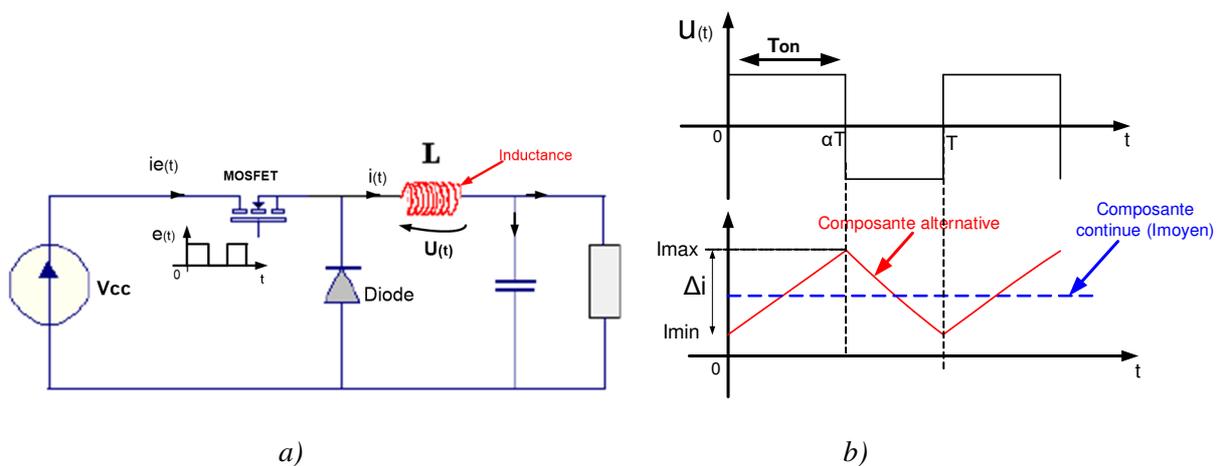


Figure 15: Convertisseur DC-DC de type Buck : a) son circuit de puissance, b) les formes d'ondes liées à l'inductance utilisée

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur se présente comme suit. A la première demi période c'est-à-dire pour le temps \$t\$ compris entre 0 et \$\alpha T\$ (avec \$T\$ la période et \$\alpha\$ le rapport cyclique), le MOSFET commandé par le signal \$e(t)\$, est conducteur permettant ainsi à l'inductance d'emmagasiner de l'énergie (sous forme magnétique). Cette énergie est restituée à la deuxième demi-période lorsque la grille du MOSFET est mise au potentiel nul. La phase de restitution d'énergie est appelée la phase de roue libre. En observant les formes d'ondes de l'inductance présentées à la figure 15-b notamment le courant, on remarque qu'il est constitué de deux composantes. Une composante continue notée \$I_{moyen}\$ et une composante alternative. L'amplitude crête à crête de la composante alternative notée \$\Delta i\$ est inversement proportionnelle à la valeur de l'inductance \$L\$ (formule (1.8)). La composante continue peut être calculée par la relation (1.9).

$$\Delta i = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_{cc}}{f \cdot L} \quad (1.8)$$

$$I_{moy} = \frac{\Delta i}{2} + I_{min} \quad (1.9)$$

Avec : V_{cc} la tension d'alimentation du convertisseur, f la fréquence de commutation du MOSFET, I_{min} la valeur minimale du courant dans l'inductance.

Etant donné que la valeur de l'inductance est fonction du courant qui la traverse, pour stocker une énergie importante, il faut que l'inductance travaille dans presque toute la zone linéaire de son cycle d'hystérésis (Cf. figures 6 et 7) et donc elle est soumise à des forts niveaux de courant pendant son fonctionnement dans les applications de puissance.

Par rapport au domaine du traitement de signal, les inductances sont soumises à des formes d'ondes différentes : ondes de forte amplitude, rectangulaire pour la tension et triangulaire pour le courant avec une forte composante continue. La caractérisation de ces inductances ne peut donc se faire par des équipements commerciaux tels que LCRmètre, impédancemètre et VNA qui offrent des formes d'ondes sinusoïdales de faible amplitude (de l'ordre mA).

Après cette brève description des applications des inductances et étant donné que les inductances discrètes sont bien connues, nous allons passer en revue dans la section I.1.2 les inductances intégrées mises en œuvre ou destinées aux convertisseurs DC-DC.

I.1.2 : Inductances intégrées

Les différentes topologies de bobines rencontrées dans la littérature pour les applications en électronique de puissance, peuvent être classées en trois grandes familles : les structures toroïdales (dites "en barreau"), les structures en forme de serpent (ou "méandre"), et les structures en spirale. La fabrication de ces inductances fait appel soit aux techniques de micro-usinage, soit aux techniques de salle blanche et aux techniques de dépôts offertes par les micro-technologies [6]. La figure 16 présente les différentes structures de ces inductances.

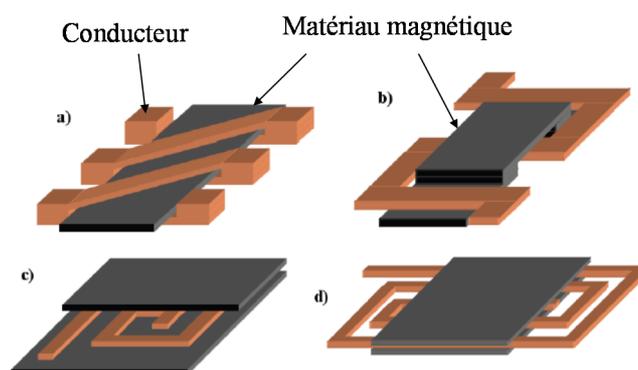


Figure 16: Structures classiques de composants magnétiques pour les micro-convertisseurs : a) tore, b) serpent, c) et d) spirale [2]

Des études comparatives des structures toroïdale et méandre (ou serpent) faites dans [25] montrent que la structure en forme de serpent permet de réduire considérablement les

résistances de contact le long du conducteur assurant ainsi une montée en puissance par rapport au composant de forme toroïdale, sans risque de pertes excessives. Cependant, la longueur moyenne du noyau de la structure en forme de serpentín est plus importante, ce qui a pour conséquence négative d'augmenter la réluctance du circuit magnétique et ainsi de diminuer la valeur de l'inductance. Ce qui conduit dans le meilleur des cas au facteur de qualité qui est deux fois inférieur à celui du solénoïde toroïdal [26].

Les topologies à spirale carrée ou circulaire ou encore octogonale sont plus répandues dans la littérature que les autres structures. A titre d'exemples les inductances traitées dans ces articles [13 ; 27 - 31] sont toutes de type spirale. Bien que la réalisation de la structure serpentín soit plus facile que la structure en spirale, la performance de la spirale est meilleure car le rapport inductance sur surface occupée est plus important [6].

Les différentes topologies présentées à la figure 16 sont à matériau magnétique mais elles peuvent aussi être réalisées sans matériau magnétique. Dans les pages qui suivent, les deux cas de configuration seront présentés, c'est-à-dire inductance avec et sans matériau magnétique.

1.1.2.1 : Inductances sans matériau magnétique

Les inductances à air sont très populaires à cause de leur structure simple et de leur intégration facile. Elles sont largement utilisées dans les circuits de filtrage des systèmes Radio Fréquence (RF) et également dans les convertisseurs DC-DC fonctionnant à très haute fréquence (> 100 MHz). Généralement leur valeur est de l'ordre de quelques nH.

J. Wibben et R. Harjani [32] se sont intéressés à l'intégration de ce type d'inductance dans un convertisseur DC-DC fonctionnant à 170 MHz (figure 17). L'inductance est intégrée sur la puce en technologie CMOS avec huit niveaux de métallisation. Les valeurs de l'inductance et de la résistance sont respectivement 2 nH et 485 mΩ. La surface occupée par cette inductance est de 0,3 mm². Le convertisseur est destiné aux circuits RF.

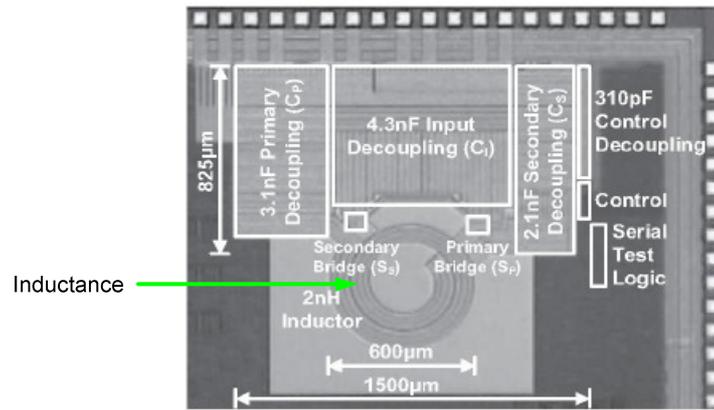


Figure 17: Un convertisseur DC-DC de 170 MHz, utilisant une inductance à air intégrée de 2nH [32]

M. Alimadadi [29] présente également une inductance à air (2,2 nH) complètement intégrée sur puce en technologie CMOS. Cette inductance est intégrée dans un convertisseur DC-DC de type Buck fonctionnant à 660 MHz avec un rendement d'environ 30%. Ce faible rendement est dû aux pertes par commutation et aux pertes engendrées par les composants passifs dont l'inductance. L'inductance intégrée occupe une grande partie de la puce (voir figure 18) et présente donc un faible rapport inductance sur surface occupée. Elle est constituée d'une spirale mise en œuvre au niveau de la quatrième couche de métallisation. Un plan de masse de type PGS (patterned ground shield) est utilisé dans l'optique d'améliorer le facteur de qualité et de réduire le couplage entre l'inductance et le substrat.

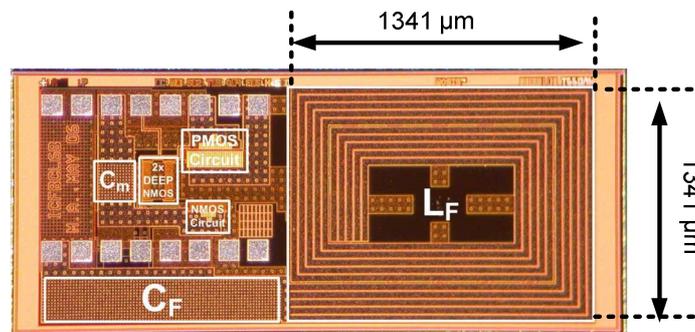
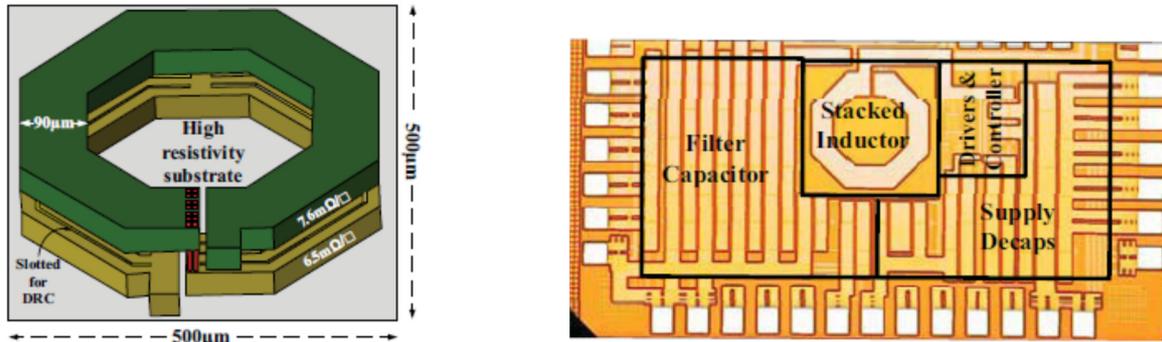


Figure 18: Microphotographie d'un convertisseur D-DC sur puce [29]

S. S. Kudva et al. [30] ont développé un convertisseur à haute fréquence 300 MHz, de type Buck, complètement intégré sur puce en technologie CMOS. L'inductance intégrée dans ce convertisseur est sans noyau magnétique et de topologie empilée (figure 19-a). La valeur de sa résistance continue est de 0,24 Ω . La figure 19-b présente cette inductance dans son environnement. L'inductance ainsi mise en œuvre utilise deux couches métalliques de faible

résistivité. Sa valeur est de 2 nH et elle occupe une surface de 0,3 mm² sur 1,592 mm² de celle du convertisseur.



a) Inductance entrelacée à air de 2 nH

b) Convertisseur DC-DC

Figure 19: Inductance dans son environnement [30]

I.1.2.2 : Inductances avec matériau magnétique

En guise de rappel, l'utilisation d'un matériau magnétique permet de canaliser les lignes de champ et donc d'augmenter la valeur de l'inductance. En effet, la structure double couche magnétique de l'inductance permet de réduire les bruits EMI (Interférences Electromagnétiques) et de multiplier par un facteur α ($2 < \alpha < \mu_r$) la valeur de l'inductance sans matériau magnétique [33].

Plusieurs types de matériaux magnétiques sont utilisés selon le domaine de fréquence pour la réalisation des circuits magnétiques des inductances intégrées. On distingue les matériaux « classiques » tels que les alliages FeNi, les alliages au cobalt, les ferrites, les matériaux composites, etc. Les matériaux sont classiquement déposés par pulvérisation cathodiques RF à part les ferrites et les composites qui nécessitent d'autres méthodes de dépôt plus complexe avec des températures de frittage élevées pour les ferrites.

Les alliages FeNi sont utilisés beaucoup plus en basse fréquence ([7], [16] et [17]). Comme mentionné au paragraphe I.1.1.3-C, les circuits magnétiques construits à base de ces matériaux sont réalisés par une alternance de couches (matériau magnétique-matériau isolant) afin de limiter les courants de Foucault [7].

A des fréquences élevées (au de-là du MHz), les matériaux magnétiques fréquemment utilisés sont les alliages au cobalt [34] à cause de leurs bonnes propriétés magnétiques. Ces alliages comprennent comme élément chimique de base le Cobalt auquel on ajoute du Zirconium ainsi qu'un troisième élément le Tantale ([13], [18], [35], [36]), Niobium [37], etc. Ils sont caractérisés par des champs magnétiques à saturation très élevés ($B_{sat} \approx 2,4$ T). En revanche,

ils présentent des excitations coercitives importantes ($H_C \approx 100 \text{ A/m}$) mais des perméabilités relatives importantes ($\mu_r \approx 1000$). La résistivité de ces matériaux est relativement faible, ce qui conduit à réaliser une isolation entre les couches pour réduire les courants de Foucault.

On retrouve quelques rares auteurs qui utilisent des ferrites doux (Manganèse-Zinc ou Nickel-Zinc [38]) ou des matériaux composites (le ferrite Manganèse-Zinc/Polyimide [12], l'amorphe basé sur un composite à base de Fer/Polyimide [20]) pour la réalisation des circuits magnétiques. Les ferrites doux ont des champs magnétiques à saturation modestes. Le ferrite Nickel-Zinc est utilisé à des fréquences élevées avec de faibles pertes magnétiques (à cause de sa forte résistivité). En revanche, le Manganèse-Zinc est utilisé pour les plus basses fréquences (10 kHz à 1 MHz).

Dans les pages qui suivent, quelques travaux relatifs aux inductances réalisées avec matériau magnétique destinées aux convertisseurs d'énergie seront présentés.

I. Sasada et al. [38] proposent une inductance planaire à structure sandwich pour miniaturiser les convertisseurs DC-DC. L'inductance est présentée à la figure 20-a. Cette inductance (de volume effectif $0,2 \text{ cm}^3$ et de surface $10 \times 10 \text{ mm}^2$), fabriquée par rainurage du substrat ferrite (figure 20-b). Le cuivre est déposé dans les rainures par pulvérisation. Un polissage permet d'éliminer le cuivre qui se trouve hors des rainures. Pour obtenir la forme souhaitée (serpentin voir figure 20-c), les auteurs procèdent par élimination au laser du cuivre dans certaines rainures. Un entrefer mince (épaisseur $7,5 \mu\text{m}$) à air est introduit en sandwich entre les deux couches magnétiques le long de la face supérieure des conducteurs.

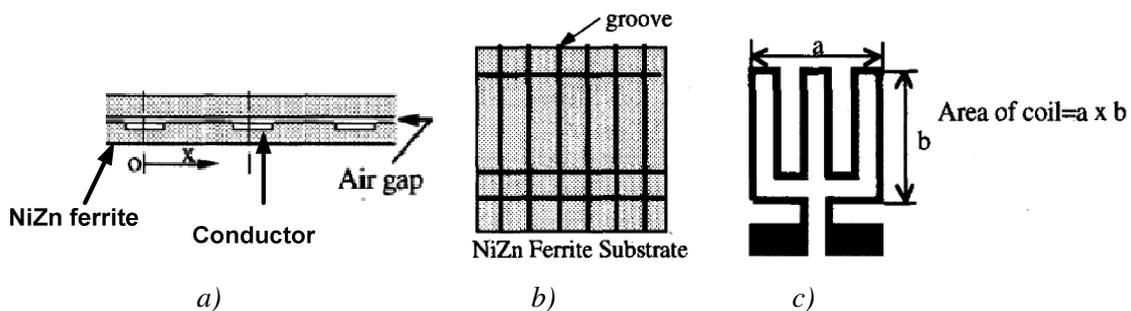


Figure 20: Une inductance double couche : a) Substrat de ferrite en NiZn, b) Vue en coupe transversale de l'inductance, c) motif de l'inductance méandre [38]

L'inductance ainsi réalisée, est caractérisée en régime sinus faible amplitude à l'Impédancemètre (HP4194A). Ses caractéristiques sont : valeur de l'inductance L de l'ordre de $38 \mu\text{H}$ et le facteur de qualité Q est égal à $3,7$ à 1MHz . Le facteur de qualité maximal Q_{max} est de l'ordre de 12 à 36 kHz .

En 2011, l'équipe de Alex Svetlitza [39] avaient fait des investigations sur des inductances intégrées réalisées aussi avec un noyau de ferrite NiZn. Ces inductances de petites dimensions ($2 \times 2 \text{ mm}^2$ sur la puce), sont destinées aux convertisseurs DC-DC en technologie CMOS $0,18 \mu\text{m}$. Elles sont présentées à la figure 21.

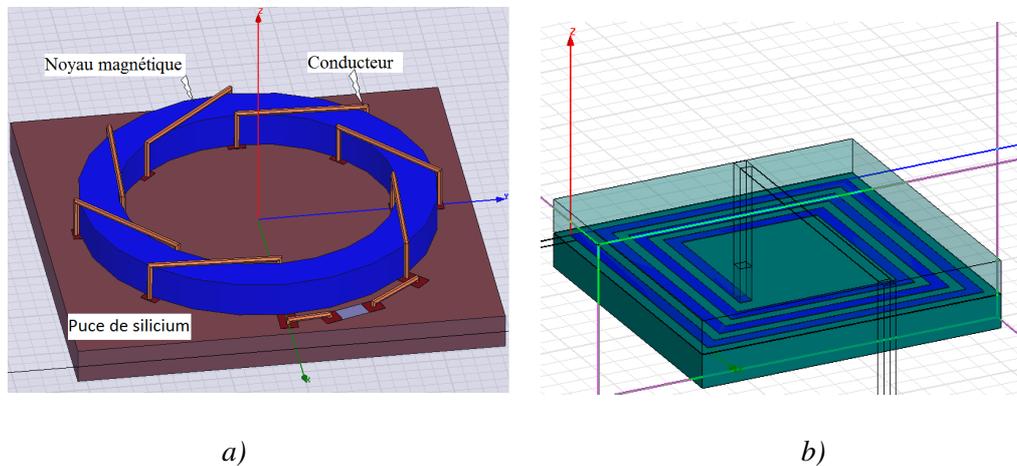


Figure 21: Inductances planaires intégrées : a) Inductance torique sur puce avec noyau de ferrite épais de $500 \mu\text{m}$ et une métallisation en cuivre épais de $2 \mu\text{m}$, b) Inductance planaire en spirale dont le conducteur est pris en sandwich entre deux noyaux de ferrite [39].

Après simulation des deux structures sous le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation), les auteurs ont réalisé et caractérisé la structure présentée à la figure 21-a. La caractérisation a été faite au moyen de l'Impédancemètre HP4194A comme dans l'article précédent. Les résultats sont présentés à la figure 22 : Les valeurs de L et R en fonction de la fréquence ainsi obtenues sont extraites des mesures via le modèle RLC de l'inductance.

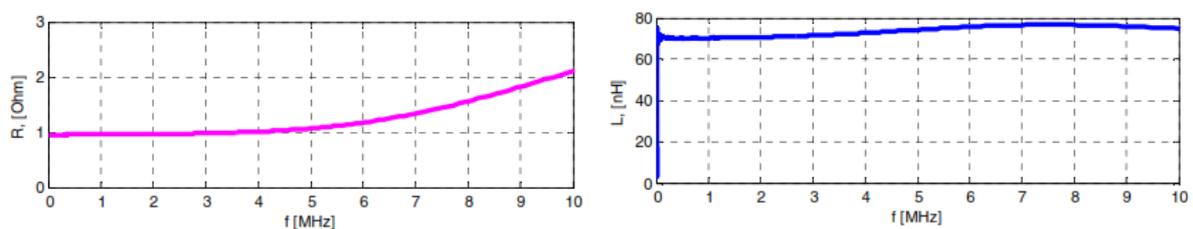


Figure 22: R et L de l'inductance torique en fonction de la fréquence [39]

Le problème de la réduction de la taille des composants passifs utilisés dans les convertisseurs d'énergie a été aussi la préoccupation de T. O'Donnell [40]. Pour ce faire, il propose une micro inductance par empilement de couches. Cette inductance est utilisable dans les convertisseurs DC-DC de faible puissance (1-2 W) fonctionnant à des fréquences supérieures à 10 MHz. La micro inductance de dimension 4 mm^2 est constituée d'un conducteur

pris en sandwich entre deux couches de matériau magnétique. Sa structure est montrée à la figure 23. Cette inductance a été caractérisée (Inductance en fonction de la fréquence, du courant de polarisation I_{dc}) en régime petits signaux au moyen d'un VNA. La caractéristique inductance en fonction du courant I_{dc} montre que la valeur de l'inductance chute d'au moins 15% à 500 mA.

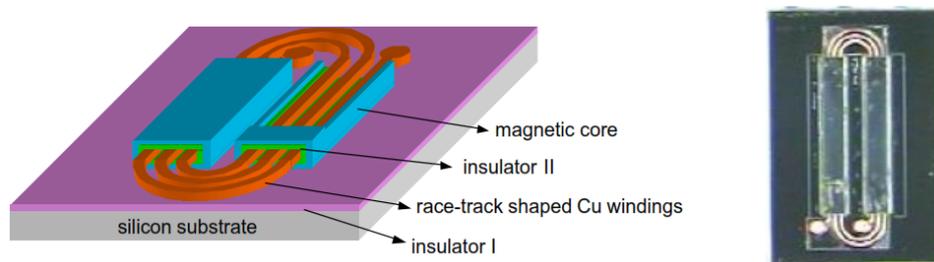
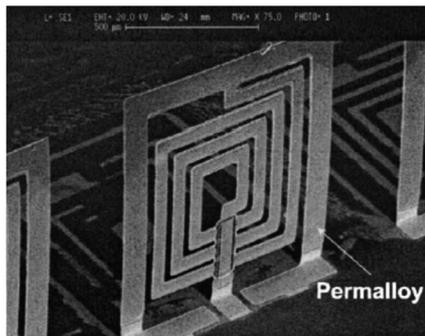
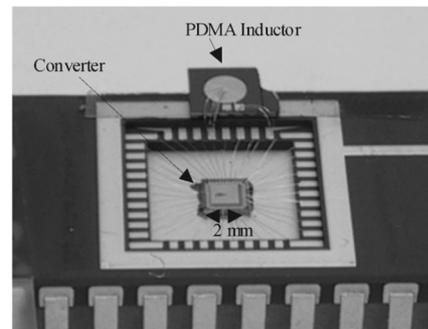


Figure 23: Micro inductance ([40 et 41])

Les inductances en spirale sans noyau magnétique génèrent des pertes dans le substrat silicium à cause de sa faible résistivité. Musunuri propose dans ses articles ([42] et [43]) une inductance réalisée par la technologie PDMA (Plastic Deformation Magnetic Assembly) (figure 24-a) permettant de réduire les pertes du substrat. En effet, la technique PDMA est une technique de micro-usinage qui permet d'obtenir des inductances dans un plan perpendiculaire au plan du substrat sous une faible température (<100 °C). Le procédé consiste à réaliser une inductance suspendue sur le substrat, à supprimer les liaisons entre l'inductance et le substrat (sauf sur un côté de l'inductance), à déposer un matériau magnétique sur une partie de l'inductance, puis finalement à faire basculer l'inductance verticalement au plan du substrat par un champ magnétique (figure 24-a). Le matériau magnétique (permalloy ou FeNi) est déposé par électrolyse sur l'extrémité libre du cantilever. Le champ magnétique extérieur est appliqué par exemple par un aimant permanent amené à proximité. Cela force le matériel ductile à se plier au-delà d'un angle irréversible de la déformation plastique. Ainsi, le cantilever reste de façon définitive dans une position verticale comme le montre la figure 24-a. Lorsque le convertisseur fonctionne, il alimente la bobine mais les lignes du champ magnétique produites par cette bobine coupent peu le substrat ce qui permet de limiter les courants de Foucault dans le substrat silicium. Ceci entraîne donc une augmentation importante du facteur de qualité de l'inductance. La position perpendiculaire de la bobine au plan de silicium permet également de réduire les couplages capacitifs entre le conducteur et le substrat.



a) Inductance PDMA



b) Un convertisseur DC-DC

Figure 24: Convertisseur Buck utilisant une inductance PDMA ([42] et [43])

Caractérisée au LCRmètre (Agilent 4285), l'inductance PDMA présente selon les auteurs des meilleures performances par rapport à l'inductance planaire en spirale réalisée sur substrat silicium. Par exemple à 12 MHz, l'inductance planaire présente une résistance série huit fois plus élevée que celle de la PDMA. La figure 24-b montre un convertisseur DC-DC (75 mW, rendement 60% à 10 MHz) utilisant l'inductance PDMA. Cette inductance de valeur 1 μH est connectée à la puce via des fils de bonding. Elle occupe un volume de $1000 \times 1000 \times 6 \mu\text{m}^3$ et est constituée de conducteurs en cuivre de largeur et d'épaisseur respectivement 30 et 6 μm , ce qui conduit à une résistance série de 0,75 Ω .

Yu-Ming Kuo et Jenq-Gong Duh [22], ont réalisé en 2011, une inductance planaire (en spirale) de puissance avec deux couches de matériaux magnétiques nanocristallins (FeHfN) pour les convertisseurs DC-DC fonctionnant à 5 MHz. La figure 25 présente la structure de l'inductance réalisée. La spirale en cuivre (dimension : $5 \times 5 \text{ mm}^2$, nombre de tours : 7) est prise en sandwich entre deux couches de Fe-Hf-N d'épaisseur 700 nm. Les deux couches magnétiques sont préalablement déposées sur deux substrats (en silicium) par pulvérisation magnétron réactive DC; puis elles sont rapportées de part et d'autre de la spirale. Des équipements commerciaux tels que le magnétomètre à échantillon vibrant (Vibrating Sample Magnetometer) et le LRCmètre ont été utilisés pour la caractérisation de l'inductance. D'après les auteurs, le LRCmètre utilisé, a permis de caractériser l'inductance jusqu'à 30 MHz. La valeur de l'inductance mesurée vaut 0,3 μH à 5 MHz soit une augmentation d'environ 13% par rapport à la valeur de l'inductance à air (qui est de 0,26 μH).

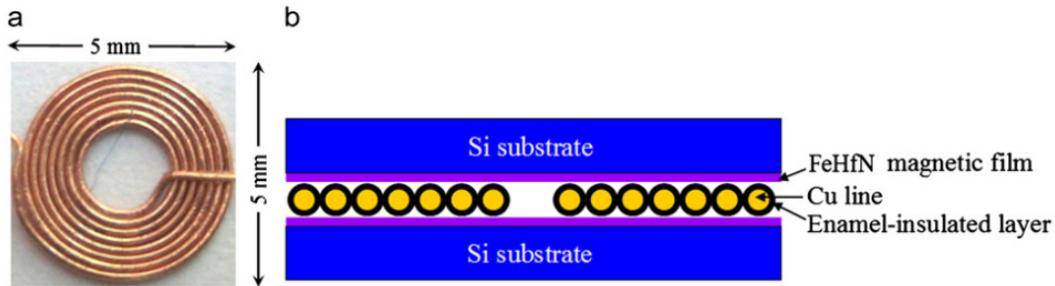
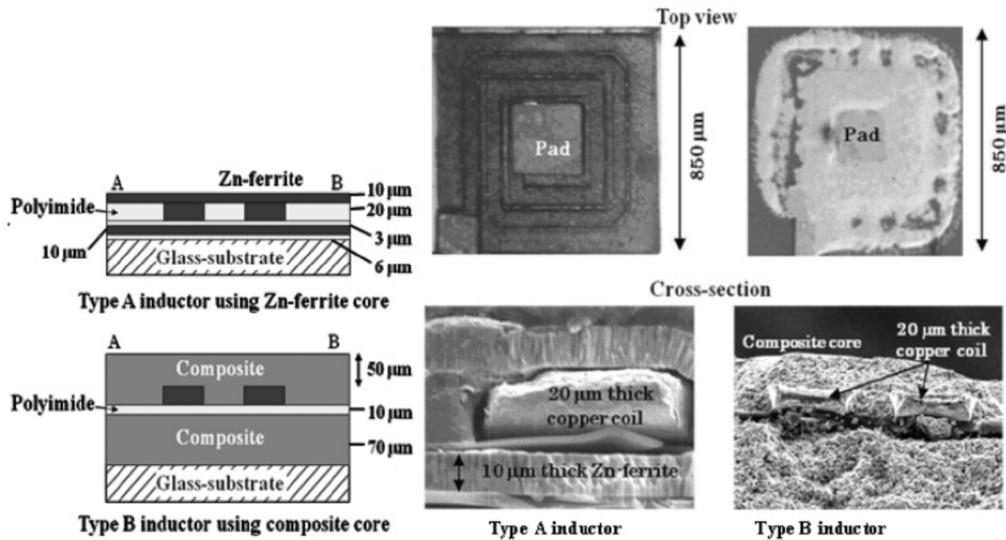


Figure 25: Inductance planaire de puissance : a) ses conducteurs de puissance, b) sa structure [22]

Les matériaux composites sont utilisés dans les inductances lorsqu'on a besoin d'une inductance avec un fort courant. Ces matériaux ont une faible perméabilité permettant d'éviter la saturation magnétique. Ils sont constitués d'un matériau de liaison dit « matrice » qui a pour rôle d'assurer la cohésion du matériau composite. Le second élément constitutif est le matériau appelé « renfort » qui procure au matériau composite une tenue mécanique (rigidité, résistance, dureté) [44].

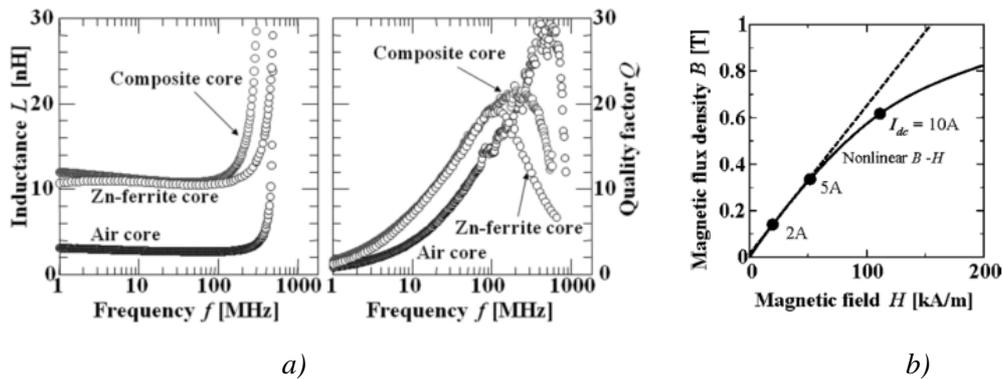
Dans une publication parue aussi en 2011, H. Ito et al. [20] ont réalisé et caractérisé une inductance planaire en spirale utilisant un matériau magnétique composite destinée aux convertisseurs DC-DC à 100 MHz. Les auteurs proposent deux inductances planaires de puissance, double couches prenant en sandwich un conducteur de cuivre en spirale deux tours, d'une épaisseur de 20 μm . L'une de ces inductances de type A comporte un ferrite zinc ($\text{Zn}_{0.36}\text{Fe}_{2.64}\text{O}_4$) de perméabilité μ_r de l'ordre de 90 et d'épaisseur 10 μm déposé par spin-spray, et l'autre de type B utilise un composite à base de Fer amorphe dans une matrice polyimide (taux de dopage 40-50%) d'épaisseur de plusieurs dizaines de μm et de μ_r faible de l'ordre de 10. Les figures 26 et 27 présentent respectivement la structure et les propriétés électriques et magnétiques de ces deux inductances. Les auteurs mentionnent que la caractéristique B-H est obtenue à l'aide d'un magnétomètre à échantillon vibrant.



a)

b)

Figure 26: inductances planaires de puissance de types A et B : a) vue schématique des inductances b) vue de dessus et coupe transversale [20]



a)

b)

Figure 27: Propriétés électriques et magnétiques des inductances planaires : a) valeurs de l'inductance et de facteur de qualité en fonction de la fréquence, b) caractéristique B-H en fonction du courant de polarisation I_{dc} [20].

Conclusion : Après avoir passé en revue quelques articles, on remarque que les inductances destinées aux convertisseurs DC-DC fonctionnant à des fréquences élevées (de l'ordre de 100 MHz et au-delà), sont généralement à noyau air et ont une faible valeur (quelques nH) et de faibles dimensions. Elles sont facilement intégrables. Par contre, les inductances destinées aux convertisseurs fonctionnant à des moyennes fréquences (inférieures à 100 MHz) sont généralement à noyau magnétique. L'utilisation du matériau magnétique permet d'augmenter de façon importante la valeur de l'inductance tout en gardant ou en diminuant les dimensions du composant [6]. La structure double couche magnétique de

l'inductance permet de réduire les bruits EMI (Interférences Electromagnétiques) et de multiplier par un facteur α ($2 < \alpha < \mu r$) la valeur de l'inductance sans matériau magnétique [33].

On remarque aussi qu'en général la caractérisation des différentes inductances étudiées, destinées ou utilisées dans les convertisseurs d'énergie est faite avec des formes d'ondes sinusoïdales de faibles amplitudes à l'aide des équipements commerciaux tels que le LRCmètre, l'Impédancemètre, le Magnétomètre à Echantillon Vibrant, etc.

I.2 : LES CONVERTISSEURS DC-DC

Le convertisseur DC-DC est un dispositif électronique que l'on rencontre dans de nombreuses applications telles que les chargeurs électriques, les alimentations de téléphones cellulaires, les alimentations de lecteurs, les alimentations industrielles, etc. Il permet de transformer une tension continue en une tension continue d'amplitude réglable. La tension à l'entrée du convertisseur est 'découpée' par un ou plusieurs interrupteurs de commutation (Transistor bipolaires, MOSFETs, IGBT, ...). Ce découpage se fait à des fréquences de quelques kHz à plusieurs centaines de MHz. La fréquence de commutation est imposée par le circuit de commande. Dans une alimentation à découpage, l'énergie est périodiquement stockée sous forme magnétique dans une inductance ou dans des inductances couplées (cas du convertisseur Flyback) puis transférée vers la sortie. La tension de sortie est contrôlée en ajustant le rapport cyclique α . Le rapport cyclique se définit comme étant le rapport du temps de fermeture sur la période du signal de commande.

Selon la façon dont le circuit magnétique constituant l'inductance est utilisé, on distingue trois types de convertisseurs DC-DC. Les convertisseurs dont le point de fonctionnement du circuit magnétique de l'inductance n'évolue que dans le premier quadrant de la caractéristique $\Phi_{(i)}$ [Φ et i ne changent pas de signe voir figure 28], d'autres dans les quadrants 1 et 2, d'autres encore pour lesquels le point de fonctionnement évolue dans les quatre quadrants de la caractéristique $\Phi_{(i)}$.

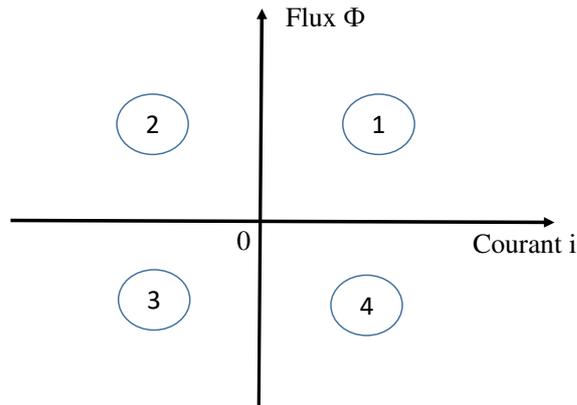
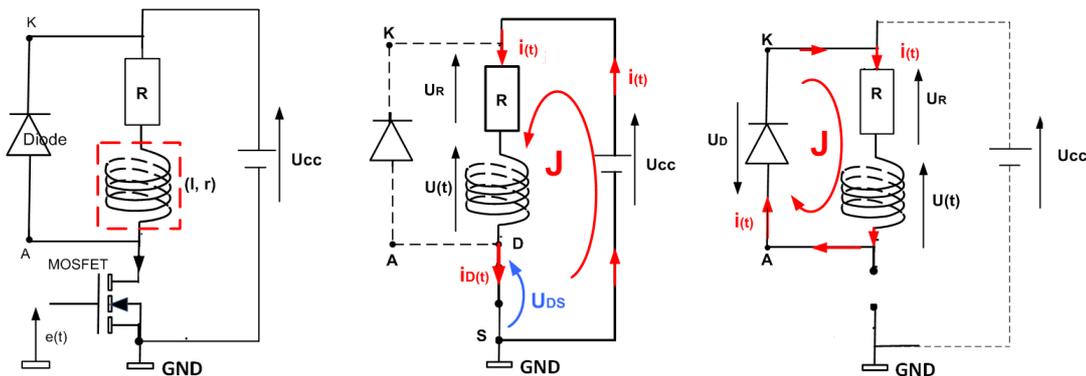


Figure 28: Quadrants de la caractéristique $\Phi(i)$ d'un matériau magnétique

I.2.1 : Convertisseurs DC-DC à un quadrant

Ces convertisseurs sont nombreux. On peut citer entre autres les convertisseurs Buck (abaisseur), Boost (élevateur), Buck-Boost (inverseur), Flyback, Forward, etc. A titre d'exemple, un convertisseur abaisseur de tension sera étudié dans ce paragraphe. La figure 29-a présente le circuit de puissance de ce convertisseur. Il s'agit d'un hacheur série R-L. La résistance R peut être vue comme la charge de ce convertisseur.



a) Hacheur série R-L b) Première phase de conduction c) Deuxième phase de conduction

Figure 29: Hacheur série et son principe de fonctionnement [45]

Son principe de fonctionnement se présente comme suit. Tout d'abord il faut noter que le MOSFET¹ et la diode D ne fonctionnent pas simultanément. A la première demi-période c'est-à-dire du temps $t=0$ au temps αT (avec T la période de commutation du MOSFET), le MOSFET commandé par le signal $e(t)$ se sature (il se comporte comme un interrupteur fermé) tandis que la diode D est bloquée (car la tension V_{AK} à ses bornes est négative). Cette phase de fonctionnement est résumée à la figure 29-b. Pendant cette phase, la source de tension U_{cc} fournit de l'énergie à l'inductance et à la résistance R. L'énergie fournie à l'inductance est

¹ MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

stockée sous forme magnétique aux pertes près dans le matériau. Au temps αT , le signal de commande $e(t)$ du MOSFET devient nul, alors MOSFET se bloque (il se comporte cette fois-ci comme un interrupteur ouvert). Par contre, la diode est passante (car V_{AK} est positive) assurant ainsi la continuité du courant (figure 29-c). Une partie de l'énergie emmagasinée est restituée à la charge R pendant cette phase et le reste est perdu dans le matériau magnétique sous forme de chaleur.

Suivant la manière de fermeture et d'ouverture du MOSFET, on distingue deux modes de fonctionnement. Nous avons le mode de fonctionnement continu de courant et le mode de fonctionnement discontinu de courant. Les principales formes d'ondes du convertisseur relatives à ces deux modes de fonctionnement sont présentées à la figure 30.

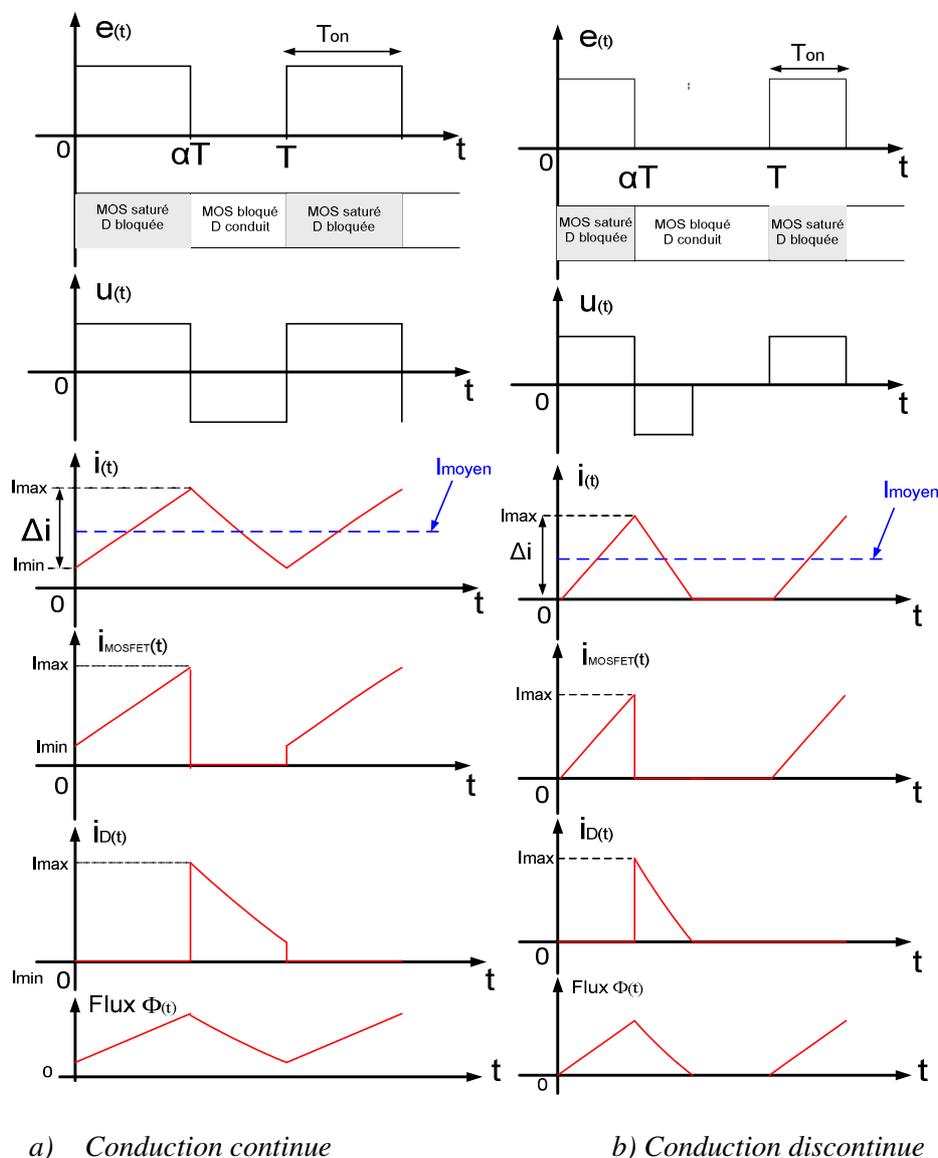
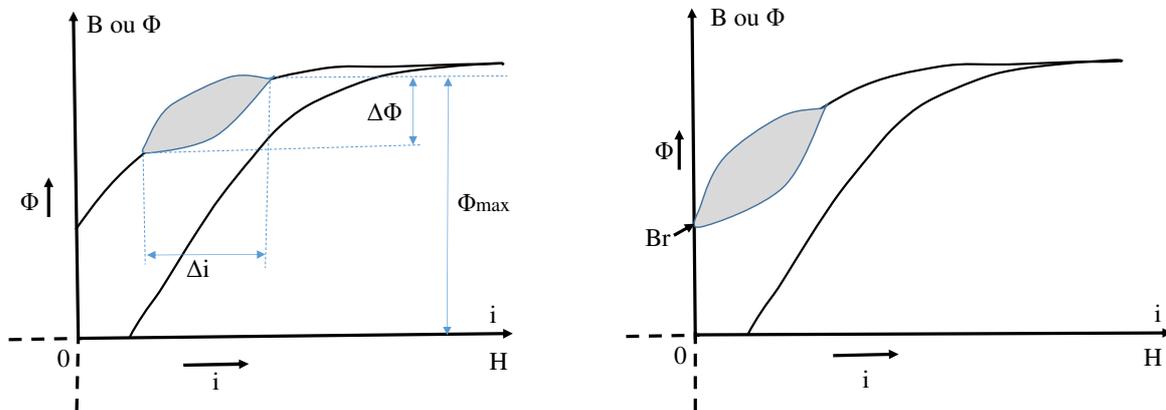


Figure 30: Les formes d'ondes idéales du hacheur série R-L en conductions continue et discontinue de courant [45]

A travers la figure 30, on remarque le flux magnétique $\Phi_{(t)}$ à travers l'inductance et le courant $i_{(t)}$ qui donne naissance à ce flux sont tous deux positifs et donc ne changent pas de signe. Le circuit magnétique de l'inductance est alors utilisé dans le premier quadrant de la caractéristique $\Phi_{(i)}$. Des exemples de cycles mineurs que l'on peut avoir pendant les deux modes de fonctionnement du convertisseur sont montrés à la figure 31.



a) $\Phi_{(i)}$ en fonctionnement continu b) $\Phi_{(i)}$ en fonctionnement discontinu

Figure 31: $\Phi_{(i)}$ en fonctionnement continu et discontinu de courant

I.2.2 : Convertisseurs DC-DC à deux quadrants

Dans ces types de convertisseurs, le matériau magnétique de l'inductance est utilisé dans les deux premiers quadrants de la caractéristique $\Phi_{(i)}$. Le convertisseur quasi-résonant à commutation au zéro de courant (ZCS) est l'un des exemples de ces types de convertisseurs. Généralement les convertisseurs DC-DC quasi-résonants sont obtenus à partir des convertisseurs DC-DC conventionnels (Buck, Boost,...) par l'utilisation de commutateurs résonants. En effet, l'utilisation des interrupteurs classiques (Transistors bipolaires, MOSFETs, etc.) dans les alimentations à découpage occasionne des pertes par commutation lorsque ces derniers sont commandés à des fréquences élevées [30]. Il s'agit d'une commutation dure. Pendant cette commutation (l'activation ou la désactivation du commutateur), il se crée un chevauchement entre le courant et la tension du commutateur comme le cas d'un MOSFET montré à la figure 32 : les grandeurs I_D et U_{DS} désignent respectivement le courant drain et la tension drain-source du MOSFET, la surface colorée en gris "représente" les pertes par commutation. Pour minimiser ces pertes, plusieurs solutions peuvent être envisagées dont l'utilisation de commutateurs résonants [46].

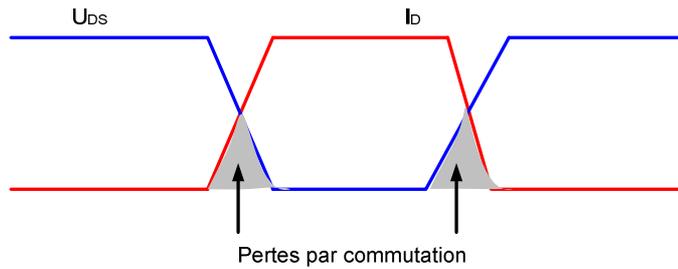


Figure 32: Formes d'ondes de courant et de tension d'un MOSFET à commutation dure

La différence entre ces commutateurs résonants et les commutateurs classiques est l'insertion d'une inductance L_r et d'une capacité C_r montées comme le montrent les figures 33-b et 33-c. Ainsi, la commande de l'interrupteur principal K permet de réaliser une oscillation locale qui conduit à une commutation douce soit au zéro de courant (figure 33-b) ou soit au zéro de tension (figure 33-c).

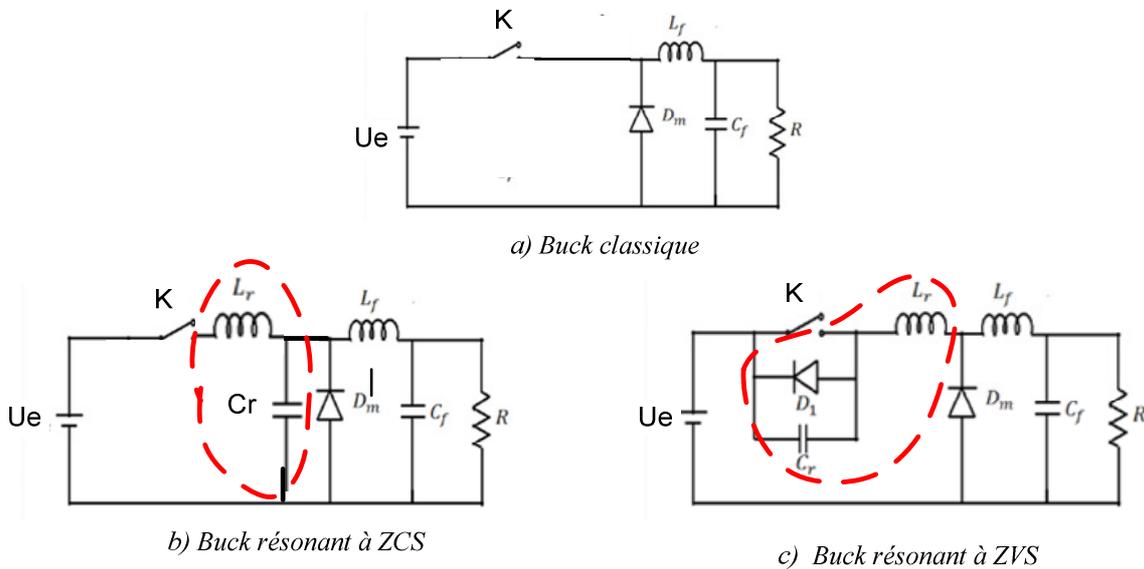


Figure 33: Convertisseurs Buck classique et quasi-résonants [46]

Le convertisseur quasi-résonant à commutation au zéro de tension (ZVS) peut être classé parmi les convertisseurs à quatre quadrants qui seront étudiés à la section I.2.3.

Le principe de fonctionnement du quasi-résonant à commutation au zéro de courant est résumé par les circuits de la figure 34. Il y a quatre séquences de fonctionnement. Les principales formes d'ondes correspondantes à ces différentes phases de fonctionnement sont données à la figure 35 (avec U_{GS} le signal de commande de l'interrupteur K). Il est aussi à noter qu'il existe deux modes de fonctionnement. Le mode de fonctionnement demi onde (Cf. figure 35-a) et celui dit pleine onde (figure 35-b).

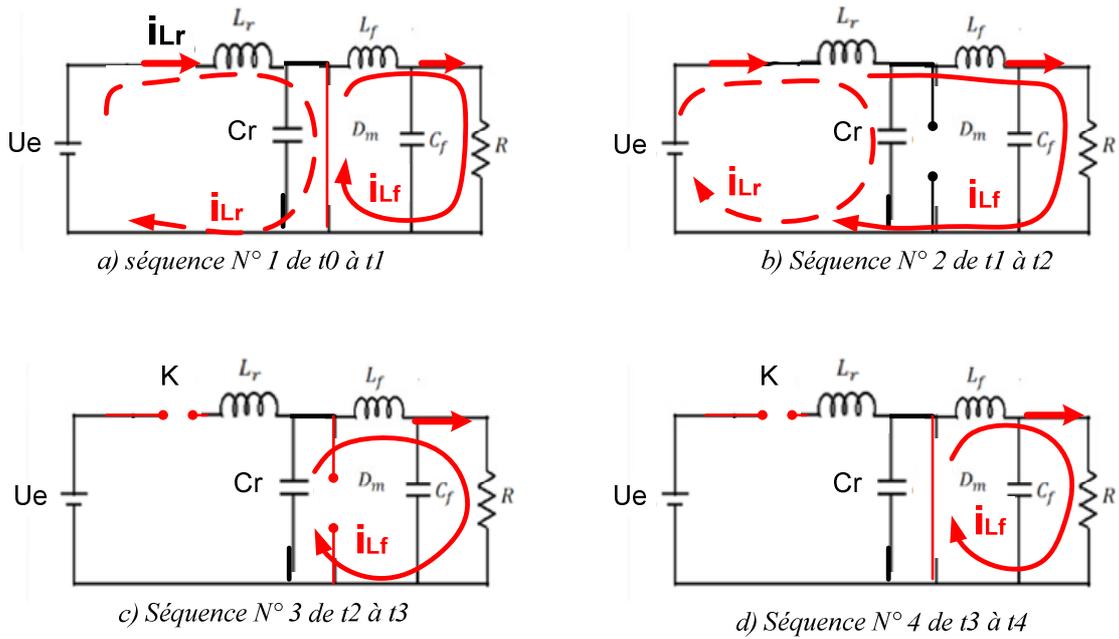


Figure 34: Principe de fonctionnement du convertisseur Buck quasi-résonant à ZCS

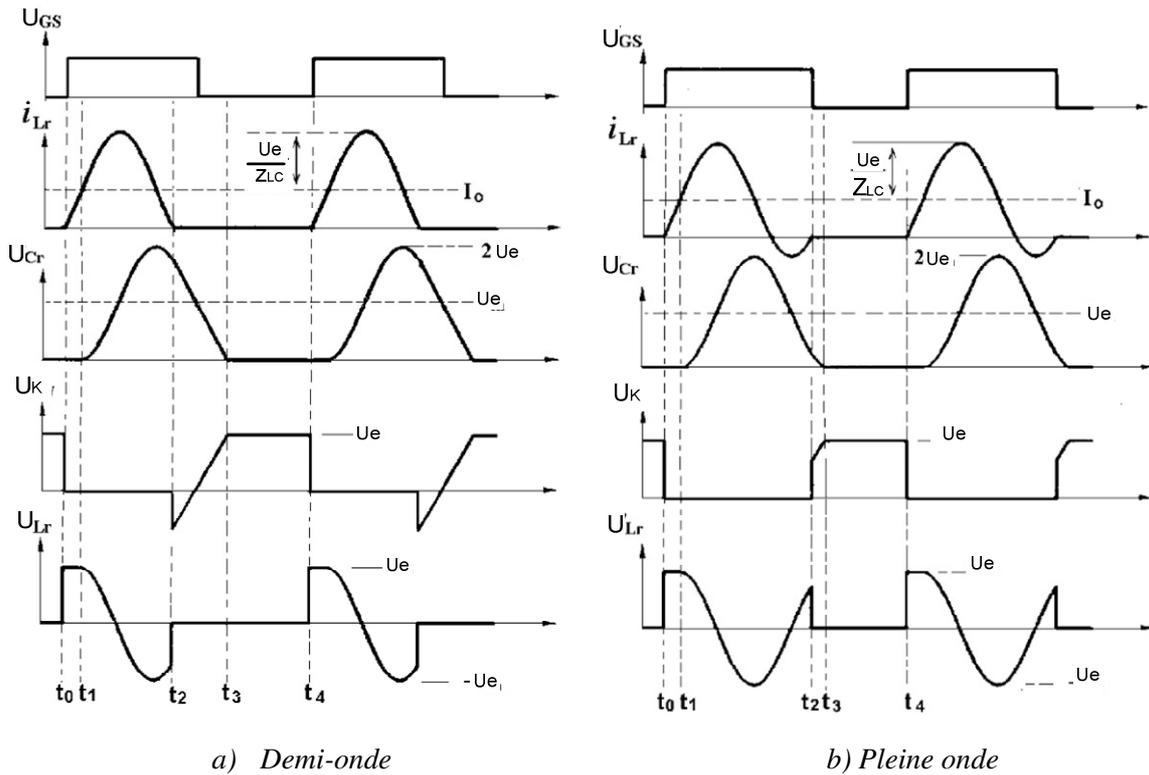


Figure 35: Formes d'ondes du convertisseur Buck quasi-résonant à ZCS [47]

Dans les deux cas de fonctionnement, on suppose que L_f est suffisamment grande de telle sorte que les ondulations du courant qui la traverse sont négligeables. Il convient de noter que les formes d'ondes de courant dans l'inductance L_f sont celles rencontrées dans l'inductance d'un convertisseur Buck classique ou d'un hacheur série R-L (figure 15-b). Par conséquent, on

s'intéressera beaucoup plus aux formes d'ondes courant-tension aux bornes de l'inductance auxiliaire L_r .

Selon les chronogrammes de la figure 35.a, au temps t_0 , tout le courant de sortie passe à travers la diode D_m et quand l'interrupteur K est fermé, le courant i_{L_r} dans l'inductance L_r croît linéairement jusqu'au temps t légèrement inférieur à t_1 [$i_{L_r}(t)=(U_e.t)/L_r$]. C'est la première séquence de fonctionnement (Cf. figure 34-a). La Diode D_m est parcourue par deux courants de sens opposé : i_{L_r} et i_{L_f} . A l'instant t_1 , la somme algébrique de ces courants devient nulle, D_m se bloque.

De t_1 à t_2 , l'inductance L_r et la capacité C_r résonnent et la diode D_m reste bloquée. C'est la phase de fonctionnement N°2 (figure 34-b).

En outre, le mode de fonctionnement demi-onde est obtenu grâce à la mise en série d'une diode avec l'interrupteur K empêchant ainsi la réversibilité du courant dans l'inductance L_r (figure 36-a). Par contre, en fonctionnement pleine onde (figure 34-b), cette diode est montée en antiparallèle avec l'interrupteur K (figure 36-b) et donc quand le courant i_{L_r} change de signe, la diode conduit par contre l'interrupteur K peut être ouvert.

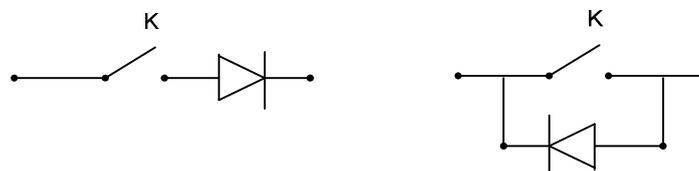


Figure 36: Configurations de l'interrupteur K en fonctionnement demi-onde (à gauche) et en fonctionnement pleine onde (à droite)

A la troisième séquence de fonctionnement (figure 34-c) c'est-à-dire de t_2 à t_3 , la résonance est arrêtée car l'interrupteur K est ouvert. La diode D_m étant toujours bloquée, seul le condensateur C_r alimente le reste du circuit. C'est la phase dite de recouvrement. A l'instant temps t_3 , la tension aux bornes du condensateur C_r s'inverse et la diode D_m se polarise donc en direct.

Enfin de t_3 à t_4 , le courant dans la charge est délivré par l'inductance L_f via la diode D_m , c'est la phase de roue libre. Et à l'instant t_4 , le cycle recommence.

En observant la figure 35, on remarque que : en fonctionnement demi-onde, la forme d'onde de courant dans l'inductance L_r est celle des convertisseurs à un quadrant, en mode pleine onde, le courant dans l'inductance L_r change de signe, le circuit magnétique de cette inductance est utilisé dans les deux premiers quadrants comme illustré à la figure 37.

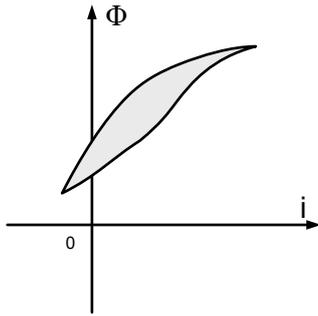
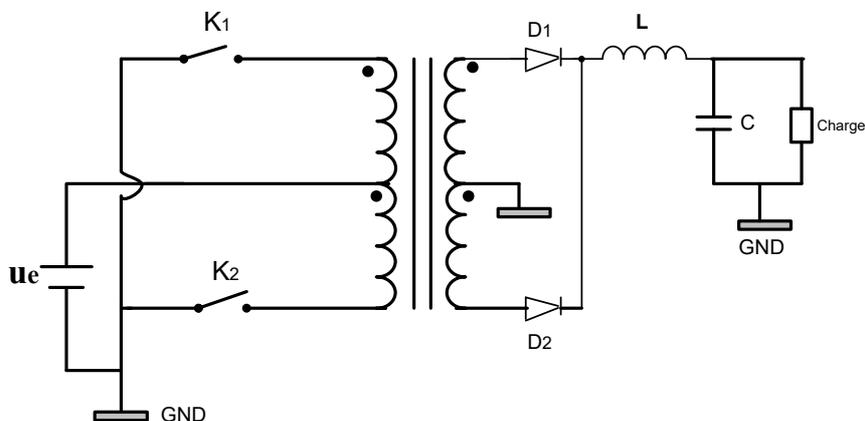


Figure 37: Caractéristique $\Phi(i)$ de l'inductance de la cellule de résonance L_r du convertisseur Buck résonant à ZCS en fonctionnement pleine onde

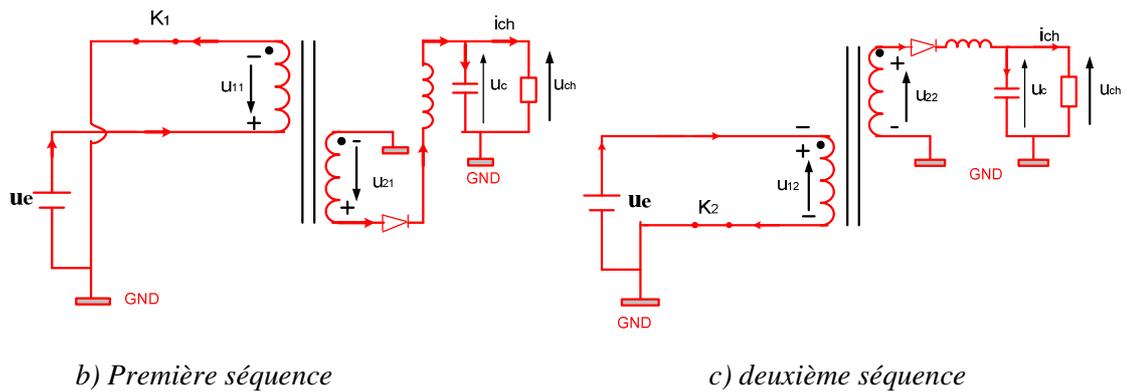
I.2.3 : Convertisseurs DC-DC à quatre quadrants

Dans ces convertisseurs DC-DC, les inductances mises en œuvre sont soumises à des formes d'ondes de courant et tension alternatives de fortes amplitudes. On peut citer entre autres le convertisseur Push Pull, le convertisseur à commutation au zéro de la tension, etc. Comme précédemment, on étudiera à titre d'exemple un de ces convertisseurs : le convertisseur Push Pull.

Le Push Pull utilise deux bobinages couplés en « parallèle » au primaire et deux autres au secondaire à fin de transiter au mieux l'énergie de l'entrée à la sortie. La figure 38 montre un circuit simplifié et illustre son principe de fonctionnement.



a) Convertisseur Push Pull



b) Première séquence

c) deuxième séquence

Figure 38: Convertisseur Push Pull et son principe de fonctionnement [48]

Le fonctionnement de ce convertisseur s'apparente à celui d'un convertisseur Forward. Les deux demi-bobinages primaires sont alternativement alimentés, et l'énergie primaire est transférée directement au secondaire :

- Quand K_1 est fermé, la diode D_2 est conductrice ce qui permet d'alimenter la charge. C'est la première séquence de fonctionnement (figure 38-b).
- Quand K_2 est fermé, la diode D_1 conduit. C'est la deuxième séquence de fonctionnement (figure 38-c).
- Lorsque aucun des deux interrupteurs (K_1 et K_2) n'est conducteur, l'inductance de lissage L maintient un courant constant, ce dernier circulant au moyen des diodes D_1 et D_2 .

Les principaux signaux liés au fonctionnement décrit précédemment sont présentés à la figure 39-a (avec $U_{m(t)}$ la tension magnétisante). Les grandeurs $U_{K1(t)}$ et $U_{K2(t)}$ sont des signaux de commande des deux commutateurs K_1 et K_2 . On remarque que le courant magnétisant $i_{m(t)}$ est bien alternatif ce qui permet une meilleure utilisation du matériau magnétique. La figure 39-b montre un exemple de cycle d'hystérésis des inductances couplées pendant le fonctionnement du convertisseur Push Pull. On remarque que le circuit magnétique du transformateur est exploité de façon symétrique par rapport aux convertisseurs étudiés précédemment. En effet, le point de fonctionnement évolue dans les quatre quadrants à cause du changement de signe du courant et du flux magnétique.

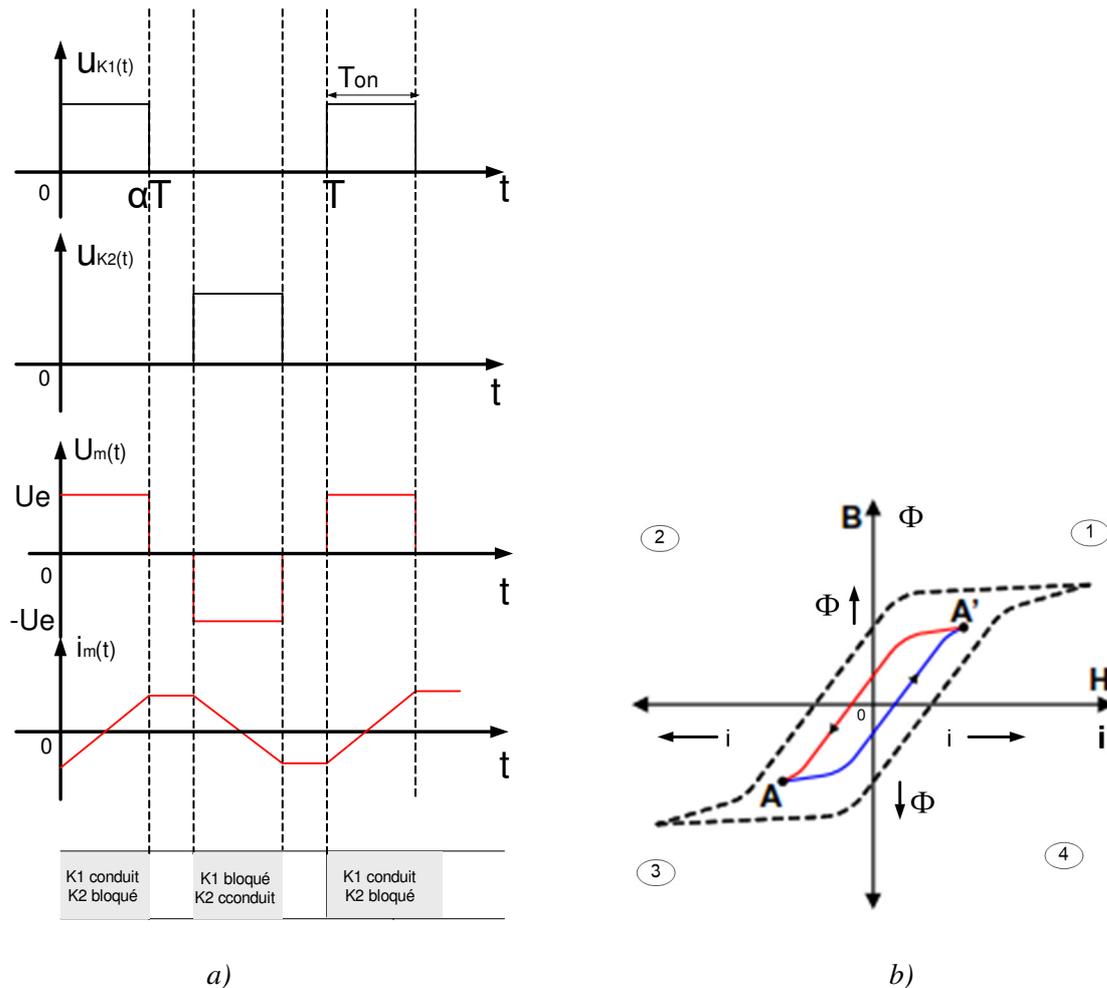


Figure 39: Convertisseur Push Pull : a) ses formes d'ondes types et b) la caractéristique $\Phi(i)$ correspondante aux formes d'ondes ([48] et [49])

Conclusion : Les alimentations à découpage sont des convertisseurs d'énergie fréquemment utilisés dans presque tous les domaines. Elles sont utilisées dans la gamme de fréquences allant de quelques kHz à quelques centaines de MHz. Quels que soient le type et la configuration, les convertisseurs DC-DC ont pour rôle de faire transiter l'énergie d'une source 1 à une source 2 (ou un récepteur) tout en adaptant cette énergie. Pour ce faire, ils utilisent des composants magnétiques généralement à noyau magnétique (inductance, transformateur...). Suivant le type et le mode de fonctionnement du convertisseur, le matériau magnétique est exploité de manière diverse. Dans les alimentations découpage classique tels que Buck, Boost, Foward, Flyback,..., le circuit magnétique est utilisé dans un seul quadrant (B et H ne changent pas de signe). Ces convertisseurs sont dits convertisseurs à un quadrant. Dans convertisseur quasi-résonant à commutation au zéro de courant, le matériau magnétique de l'inductance de la cellule de résonance est exploité dans les deux premiers quadrants de sa caractéristique $\Phi(i)$.

Ce type de convertisseur est appelé convertisseur à deux quadrants. Dans les convertisseurs à quatre quadrants par exemple le convertisseur Push-Pull, les formes d'ondes courant et tension aux bornes du composant sont alternatives, ce qui conduit à une exploitation du circuit magnétique dans les quatre quadrants de sa caractéristique $\Phi_{(i)}$.

I.3 : CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons passé en revue les inductances intégrées destinées aux convertisseurs DC-DC. En outre, une étude portant sur les alimentations à découpage notamment sur la caractéristique $\Phi_{(i)}$ du composant magnétique utilisé a été faite.

L'étude sur les inductances intégrées montrent que pour des fréquences élevées (de l'ordre de 100 MHz et au-delà), les inductances généralement mises en œuvre dans les alimentations à découpage sont à air. Ces inductances de quelques nH sont complètement intégrées sur la puce en technologie CMOS. Par contre les inductances utilisées dans les convertisseurs fonctionnant à de moyennes fréquences (inférieures à 100 MHz) sont généralement à noyau magnétique. L'utilisation du matériau magnétique permet de canaliser les lignes du champ magnétique et donc d'augmenter la valeur de l'inductance.

On remarque aussi à travers cette étude qu'en général, la caractérisation des différentes inductances destinées ou utilisées dans les convertisseurs d'énergie est réalisée à l'aide des équipements commerciaux tels que LRCmètre, Impédancemètre, Analyseur Vectoriel de Réseau, magnétomètre à échantillon vibrant, qui imposent des formes d'ondes sinusoïdales de faibles amplitudes.

Ensuite, l'étude portant sur les alimentations à découpage notamment le composant magnétique mis en service permet de classer les alimentations à découpage en 3 types : les convertisseurs à un, deux et quatre quadrants.

Les convertisseurs DC-DC à un quadrant (Buck, Boost, Flyback, Forward, etc.) présentent des formes d'ondes triangulaires avec une forte composante continue. Dans ces convertisseurs, le matériau magnétique du composant mis en œuvre est exploité dans un seul quadrant de sa caractéristique $\Phi_{(i)}$. Dans le convertisseur quasi-résonant à commutation au zéro de courant, le circuit magnétique de l'inductance de la cellule de résonance est utilisé dans les deux premiers quadrants de sa caractéristique $\Phi_{(i)}$. Ce type de convertisseur est appelé convertisseur à deux quadrants. Dans les convertisseurs à quatre quadrants par exemple le convertisseur Push-Pull, les formes d'ondes courant et tension aux bornes du composant sont alternatives, ce qui conduit

à une meilleure exploitation du circuit magnétique du composant (exploitation dans les quatre quadrants de la caractéristique $\Phi_{(i)}$ du matériau magnétique).

Au vu des deux études faites (étude portant sur les inductances intégrées destinées aux convertisseurs DC-DC et étude portant sur les alimentations à découpage), on peut conclure que les conditions d'excitation qu'offrent les équipements commerciaux (LRCmètre, Impédancemètre, analyseur vectoriel de réseau, etc.) pour la caractérisation des inductances intégrées destinées aux alimentations de découpage sont loin d'être celles que présentent ces alimentations en termes d'amplitude, formes d'ondes, etc. Ainsi, on se pose la question de savoir si d'autres moyens de caractérisation adaptés avec des formes d'ondes de l'électronique de puissance existent ? Cette question sera discutée au chapitre 2.

CHAPITRE II :

CARACTERISATION DES COMPOSANTS MAGNETIQUES

SOMMAIRE CHAPITRE II

CHAPITRE II : CARACTERISATION DES COMPOSANTS MAGNETIQUES	50
II.1 : ETAT DE L'ART SUR LES DIFFERENTES METHODES DE CARACTERISATION	50
II.1.1 : Caractérisation petits signaux en régime sinus.....	51
II.1.2 : Caractérisation grands signaux en régime non sinus.....	54
II.1.2.1 : Les mesures électriques.....	54
II.1.2.2 : Les mesures des grandeurs magnétiques via les mesures électriques	58
II.1.3 : Méthode de mesure à la résonance	60
II.1.4 : Méthode calorimétrique.....	64
II.1.5 : Conclusion.....	67
II.2 : METHODE PROPOSEE ET MOYENS MIS EN ŒUVRE.....	68
II.2.1 : Nouvelle méthode de caractérisation.....	68
II.2.2 : Moyens mis en œuvre.....	71
II.2.2.1 : Problèmes de mesure	71
II.2.2.2 : Mesure de tension.....	76
II.2.2.3 : Mesure de courant	78
II.2.2.4 : Numérisation des données : Oscilloscope	87
II.3 : CONCLUSION	91

CHAPITRE II : CARACTERISATION DES COMPOSANTS MAGNETIQUES

Caractériser un composant magnétique (inductance) dans ses conditions réelles d'utilisation c'est pouvoir déterminer suivant le point de fonctionnement la valeur de l'inductance, les pertes dans le matériau magnétique, les pertes cuivre et le niveau de saturation. La caractérisation peut également concerner les aspects thermiques du composant : déterminer sa limite en courant, en température et l'évolution de la température en fonction du temps. Le comportement du composant magnétique (résistance du conducteur, pertes fer, ...) en fonction de la température a été largement étudié dans la littérature [50-51]. Dans notre travail, nous nous limitons aux aspects électriques dans les conditions d'utilisation. Il existe dans la littérature différentes méthodes de caractérisation qui répondent en partie à nos objectifs. Ce chapitre passera en revue ces différentes méthodes. Ensuite, il présentera la nouvelle méthode proposée pour la caractérisation des inductances planaires intégrées et les différentes méthodologies d'acquisition des grandeurs électriques (courant et tension). Une conclusion clôturera le chapitre.

II.1 : ETAT DE L'ART SUR LES DIFFERENTES METHODES DE CARACTERISATION

Comme nous l'avons vu au chapitre 1, la quasi-totalité des convertisseurs DC-DC utilisent des composants passifs tels que l'inductance, le transformateur, etc. Ces composants sont généralement caractérisés dans des conditions totalement différentes (formes d'ondes sinus, faible amplitude, etc.) de leurs conditions de fonctionnement (forme d'ondes triangulaires ou rectangulaires avec une forte amplitude, une composante continue de forte valeur...).

Pour une conception optimisée des convertisseurs DC-DC, il est important de bien connaître les caractéristiques de ces composants passifs (courant de saturation, valeur de l'inductance, pertes, etc.) dans les conditions réelles d'utilisation.

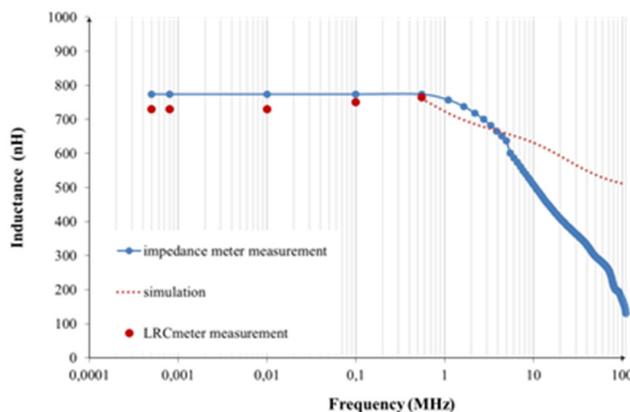
Plusieurs études dans la littérature ont été consacrées au développement des méthodes de caractérisation de ces composants magnétiques. Ces méthodes peuvent être classées en quatre catégories :

- Caractérisation petits signaux en régime sinus.
- Caractérisation grands signaux en régime non sinus
- Méthode de mesure à la résonance
- Méthode calorimétrique

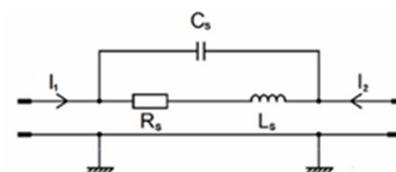
II.1.1 : Caractérisation petits signaux en régime sinus

Dans cette approche, les inductances sont caractérisées en régime sinus, faible amplitude. Certains auteurs effectuent la caractérisation électrique en s'intéressant aux valeurs de l'inductance, de la résistance et de la perméabilité en fonction de la fréquence à l'aide d'appareils commerciaux tels que LRCmètre, Impédancemètre, VNA, Perméamètre [52-54]. D'autres caractérisent le matériau magnétique en déterminant son cycle statique B(H) à l'aide d'un magnétomètre à échantillon vibrant (Vibrating Sample Magnetometer).

Yaya et al. [55] ont caractérisé en régime sinus petits signaux aux moyens d'un LRCmètre (HP 4284A) et d'un Impédancemètre (Agilent 4294A) des inductances planaires à une et deux couches de matériau magnétique (YIG) destinées aux convertisseurs DC-DC de faible puissance (1W). Ces équipements utilisés permettent de faire des mesures respectivement dans des gammes de fréquences de 20 Hz à 1MHz et de 40 Hz à 110 MHz. Leur principe de mesure est basé sur la mesure des vecteurs tension-courant du Composant Sous Test (CST). A partir de ces vecteurs, les paramètres du CST sont extraits : impédance, admittance, inductance, résistance, capacité, etc. La figure 40-a montre les résultats des mesures d'une inductance à deux couches de YIG en fonction de la fréquence pour des épaisseurs de YIG de 100 μm . Les résultats de simulation sont obtenus à partir du modèle RLC (figure 40-b).



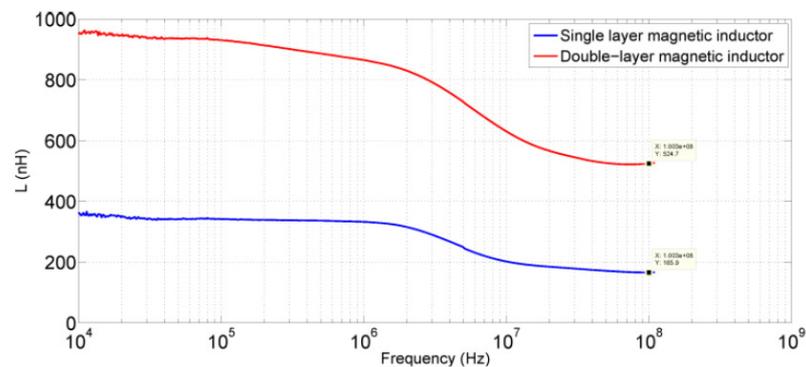
b) Inductance fonction de la fréquence



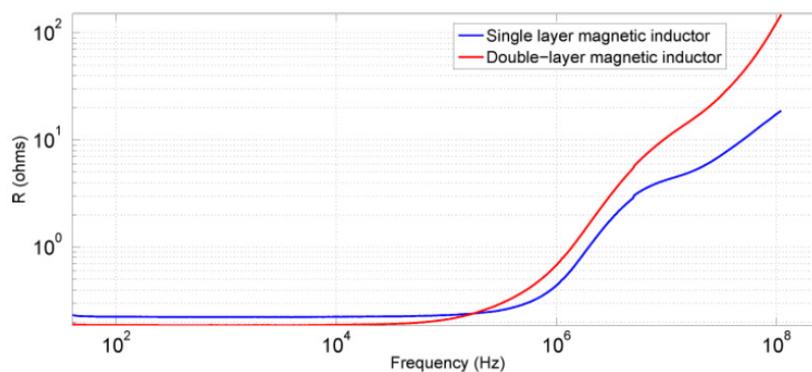
a) Modèle d'extraction de la valeur de L

Figure 40: Caractérisation petits signaux : Exemple de résultats [55]

En 2014, des inductances en spirale double couche ont été réalisées par Elias Haddad [56]. La caractérisation de ces inductances a été conduite au moyen d'un Impédancemètre (Agilent 4294A). Les résultats obtenus sont montrés à la figure 41. L'apport de la seconde couche de matériau magnétique permet d'augmenter fortement la valeur de l'inductance (plus du double) et de réduire la valeur de la résistance basse fréquence (répartition uniforme du courant sur toute sa section). Cependant, au-delà 100 kHz, la résistance de l'inductance double couche devient plus grande que celle de l'inductance une couche. Cette forte augmentation peut s'expliquer par la présence de forts courants induits dans le conducteur (courants de Foucault).



a)



b)

Figure 41: Etude comparative : a) et b) respectivement valeurs de l'inductance et de la résistance en fonction de la fréquence [56]

Ces inductances caractérisées à faible amplitude (\sim mA) et en régime sinus, sont destinées aux convertisseurs DC-DC dont les formes d'ondes sont bien différentes.

Des études en régime petits signaux sinus de micro-inductances à noyau magnétique destinées aux convertisseurs DC-DC ont été également conduites par Yen Mai Nguyen [57]. Ces micro-inductances sont réalisées avec des rubans de ferrite qui peuvent être frittés à différentes températures pour créer un corps dense. Les propriétés magnétiques (cycle B-H en particulier)

de ces couches de ferrites sont caractérisées par un magnétomètre à échantillon vibrant. L'extraction de la perméabilité complexe est obtenue à l'aide du Perméamètre Agilent 16454A. La figure 42-a montre la valeur de l'inductance en fonction de la fréquence mesurée avec l'Impédancemètre Agilent 4294A. A la figure 42-b, les pertes dans le noyau des différents échantillons d'inductances sont présentées en fonction des amplitudes du courant d'excitation (de forme sinus) et de la température de frittage. Ces dernières mesures ont été réalisées à l'aide du RLCmètre Agilent 4284A mais l'auteur ne donne pas d'informations sur la manière dont il a extrait ces pertes.

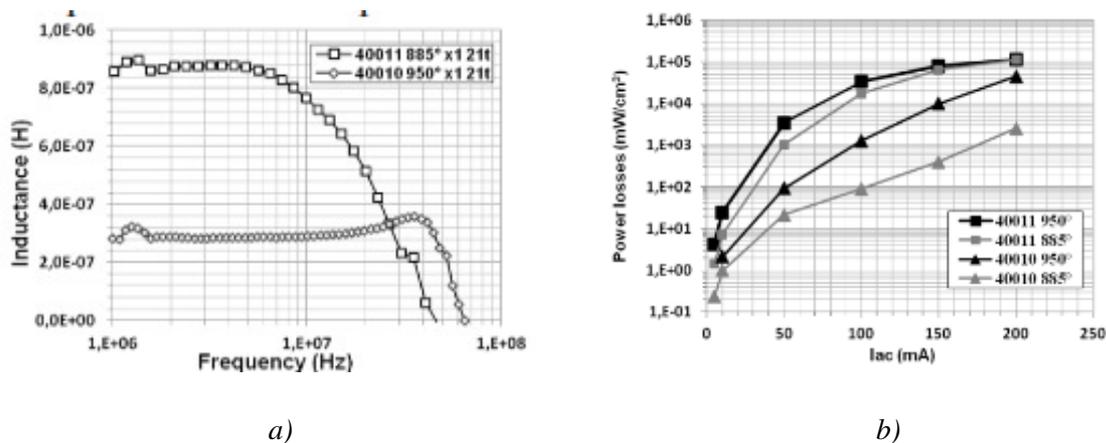


Figure 42: valeurs de l'inductance et des pertes : a) valeur de l'inductance en fonction de la fréquence, b) pertes magnétiques des noyaux ESL 40010 et ESL 40011 en fonction de l'amplitude du courant IAC à 1 MHz [57]

Récemment des nano-inductances multicouches ont été proposées par Arian Rahami [58] pour des applications radiofréquences. La structure et les étapes technologiques sont présentées à la figure 43.

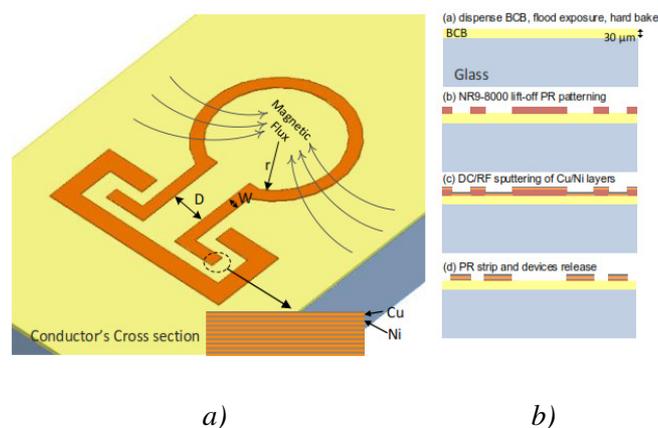


Figure 43: a) Inductance et sa coupe transversale, b) procédé de fabrication [58]

L'auteur a utilisé un analyseur vectoriel de réseau (Agilent E5071) pour extraire les valeurs de L et R en haute fréquence jusqu'à 20 GHz. Les résultats sont présentés à la figure 44.

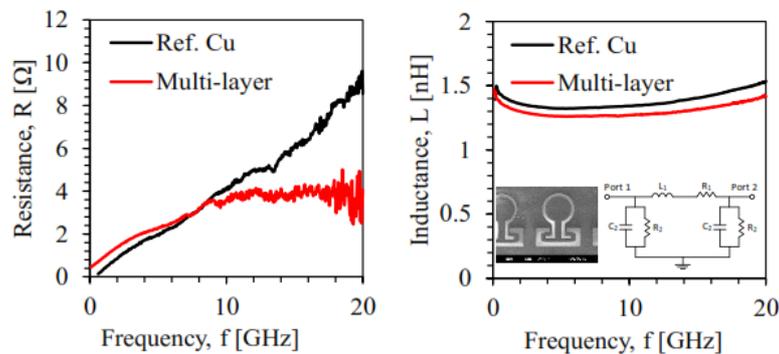


Figure 44: Résistances et inductances en fonction de la fréquence [58]

Conclusion : Les méthodes de caractérisation petits signaux en régime sinus permettent de déterminer la perméabilité, la valeur de l'inductance, la valeur de la résistance en fonction de la fréquence. Les pertes peuvent également être évaluées en fonction des amplitudes du courant jusqu'à 1 MHz [57]. En somme ces approches sont « faciles » à mettre en œuvre et permettent de faire des mesures jusqu'à plus de 100 MHz. Cependant, elles sont limitées à des courants de faibles valeurs (~mA) et donc l'on mesure une inductance réversible correspondant à la perméabilité initiale qui est 2 à 3 fois plus petite que la perméabilité d'amplitude. Les formes d'ondes utilisées ne sont pas celles observées en fonctionnement réel dans les convertisseurs DC-DC (§ II.2.1).

II.1.2 : Caractérisation grands signaux en régime non sinus

Dans la littérature, on rencontre deux méthodes différentes qui ont été développées pour caractériser les composants magnétiques avec de grands signaux non sinusoïdaux. L'une est basée uniquement sur des mesures électriques et l'autre utilise de manière indirecte des mesures magnétiques. Les deux méthodes nécessitent des mesures temporelles des tensions et des courants.

II.1.2.1 : Les mesures électriques

Dans cette approche, les auteurs relèvent l'évolution temporelle du courant $i(t)$ et de la tension $u(t)$ aux bornes du composant pendant le fonctionnement réel (voir par exemple la figure 45) puis déterminent L et R mais en les supposant constantes.

Marina S. Perdigão ([59] et [60]) a appliqué la méthode de caractérisation grands signaux en régime non sinus basée sur l'acquisition des grandeurs $i(t)$ et $u(t)$ pour étudier des

inductances de puissance destinées aux véhicules électriques. L'inductance (à noyau torique : Toroid T650-26) est insérée dans un convertisseur DC-DC bidirectionnel fonctionnant en modes Buck et Boost à 20 kHz. Les auteurs relèvent $u(t)$ et $i(t)$ respectivement à l'aide de sondes de tension (Tektronix P5200) et de courant (les auteurs n'ont pas précisé la référence) ainsi qu'un oscilloscope numérique (PicoScope 3207B). La suppression des oscillations, du bruit sur $u(t)$ et $i(t)$ est réalisée par un traitement sous Matlab (les auteurs ne donnent pas de précision). Après acquisition des données, les auteurs utilisent un système d'identification sous Matlab basé sur la fonction de transfert du modèle RL de l'inductance pour extraire la résistance R_L et l'inductance L autour du point de fonctionnement (figure 45). La fonction de transfert est donnée par la relation (2.2).

$$u(t) = R_L \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.1)$$

En appliquant la transformée de la Laplace sur l'équation différentielle (2.1), la fonction de transfert du modèle de l'inductance est obtenue :

$$I = \frac{U}{R_L + L \cdot s} \Leftrightarrow \frac{I}{U} = \frac{1/R_L}{1 + (L/R_L) \cdot s} = \frac{k}{1 + \tau \cdot s} \quad (2.2)$$

U et I sont des grandeurs électriques relevées aux bornes de l'inductance. Elles représentent respectivement les grandeurs de sortie et d'entrée de la fonction de transfert, k et τ sont les constantes de la fonction de transfert. s est un nombre complexe.

Par identification, on a : $k=1/R_L$ et $\tau = L/R_L$

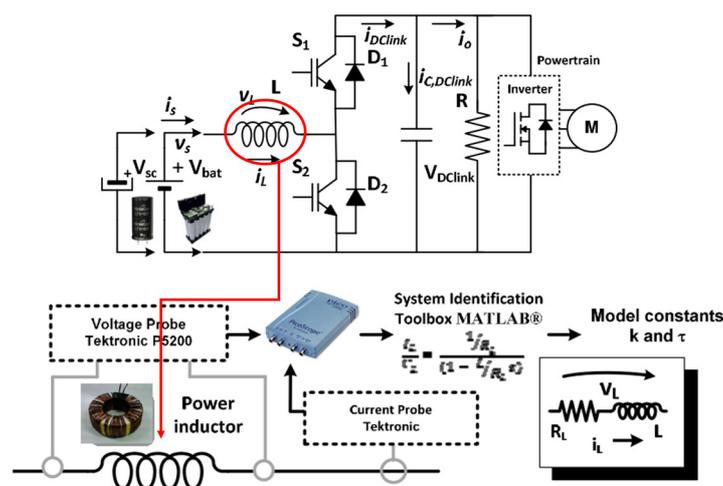


Figure 45: Schéma électrique du convertisseur bidirectionnel et la procédure d'extraction de R_L et L ([59] et [60])

En procédant de cette manière, les auteurs obtiennent les valeurs de l'inductance L en fonction du courant moyen puis du rapport cyclique (figure 46).

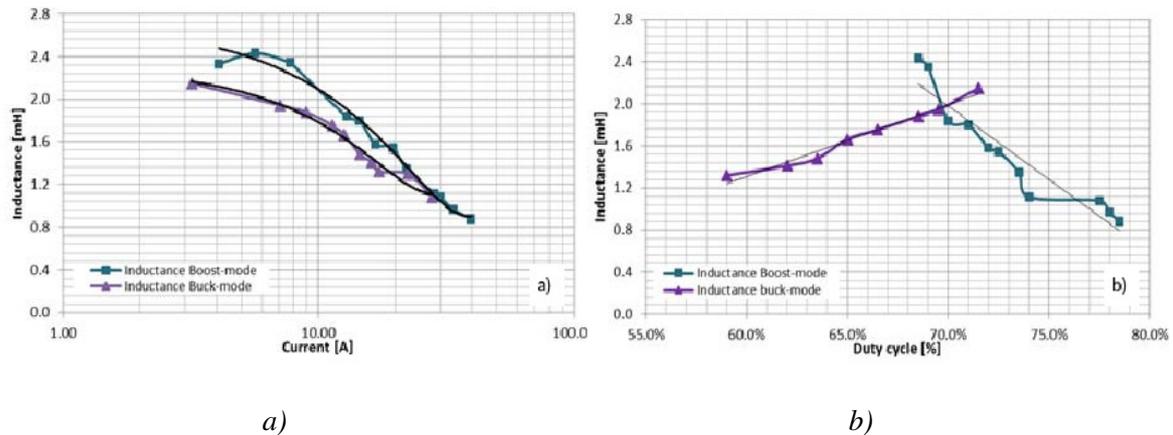


Figure 46: Valeurs de l'inductance extraites pour le fonctionnement du convertisseur en modes Boost et Buck [60] : a) L en fonction du courant moyen, b) L en fonction du rapport cyclique

D'autres auteurs se sont récemment intéressés aussi à cette approche. Dans [61], la méthode a été appliquée à une inductance dite torique de puissance (en abrégé TPI) utilisée dans un convertisseur DC-DC fonctionnant à une fréquence de 300 kHz. Les auteurs ne se sont pas seulement limités à l'extraction des valeurs de L mais sont allés plus loin en déterminant les différentes pertes du composant. Ils procèdent de la manière suivante : Ils relèvent les grandeurs $u(t)$ et $i(t)$ de l'inductance et ensuite à partir de ces mesures, ils en déduisent les différentes caractéristiques du composant :

❖ La valeur de l'inductance est extraite en utilisant la formule (2.3) :

$$u = L \frac{di}{dt} \Rightarrow \Delta U = \frac{L \cdot \Delta I}{\Delta T_{on}}$$

$$\Rightarrow L = \frac{\Delta U \cdot \Delta T_{on}}{\Delta I} \quad (2.3)$$

Où : L représente la valeur de l'inductance, ΔT_{on} temps pendant lequel la bobine emmagasine de l'énergie, ΔI et ΔU correspondent respectivement aux amplitudes crête à crête du courant et de la tension aux bornes de l'inductance pendant ΔT_{on} .

Dans la formule (2.3), les auteurs supposent constante la valeur L durant la phase de stockage de l'énergie par la bobine. En faisant référence aux définitions données au paragraphe I.1.1.2 du chapitre 1, ces auteurs calculent l'inductance d'amplitude. Cette formule n'est valable que pour des faibles variations du courant.

- ❖ Les pertes totales du composant sont déterminées en calculant la puissance moyenne dissipée par l'inductance (expression (2.4)).

$$\langle P_t \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (2.4)$$

Ces pertes totales P_t sont composées :

- des pertes cuivre en basse fréquence notées P_{DC} , déterminées par les auteurs à l'aide de la formule (2.5). Ces pertes sont fonction de la température.

$$P_{DC} = I_{rms}^2 \cdot R_{DC} = \left[I_0^2 + \frac{\Delta i^2}{12} \right] \cdot R_{DC}$$

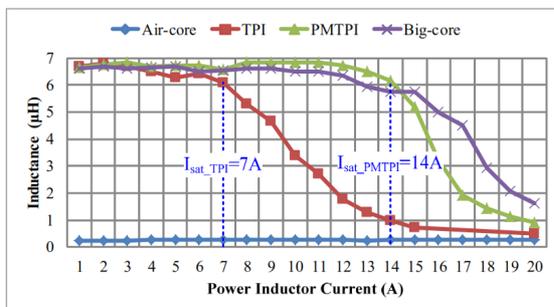
avec
$$R_{DC} = [R_{DC0} \cdot (1 + \alpha_T \cdot (T - T_0))] \quad (2.5)$$

Où : R_{DC0} et R_{DC} sont respectivement les résistances continues du composant sous test à une température initiale T_0 et à une température quelconque T , α_T le coefficient de température du matériau conducteur. Il est égale à $3,93 \cdot 10^{-3} / ^\circ C$ si le conducteur de l'inductance est en cuivre. I_{rms} , I_0 et Δi sont respectivement le courant efficace, le courant moyen et l'ondulation du courant dans la bobine.

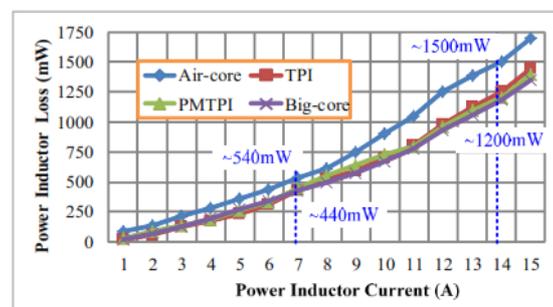
- des pertes fer plus des pertes cuivre supplémentaires dues aux effets de peau et de proximité (notées P_{AC}).

$$P_{AC} = P_t - P_{DC} \quad (2.6)$$

La figure 47 montre quelques résultats d'une étude comparative des différentes inductances (Air-core : Inductance à air, TPI : une Inductance Torique de Puissance, PMTPI : une Inductance Torique de Puissance dont un Aimant Permanent est inséré dans le noyau magnétique, Big-core : une inductance avec un grand noyau torique) en fonction du courant moyen les traversant.



a)



b)

Figure 47: a) Valeurs de l'inductance en fonction du courant, b) Pertes totales du composant en fonction du courant moyen [61].

Conclusion : Les formes d'ondes utilisées dans la méthode de caractérisation présentée sont celles rencontrées dans les conditions de fonctionnement des convertisseurs.

- Les auteurs calculent cependant l'inductance d'amplitude (Cf. définitions d'une inductance au paragraphe I.1.1.2-b) en extrayant la valeur de l'inductance durant la phase de stockage de l'énergie par le composant. Cette approche suppose une inductance constante et donc applicable pour des faibles variations du courant.

- Les pertes totales du composant sont obtenues par l'intégration du produit $u_{(t)}$ et $i_{(t)}$ sur une période. Cependant, un faible retard temporel sur $i_{(t)}$ ou sur $u_{(t)}$ peut entraîner des grandes imprécisions sur les pertes évaluées, cette méthode est donc limitée à des fréquences moyennes (quelques centaines de kHz).

- Cette méthode ne permet pas de séparer les pertes dans les enroulements et les pertes dans le matériau magnétique.

II.1.2.2 : Les mesures des grandeurs magnétiques via les mesures électriques

La méthode est principalement destinée à la mesure des pertes dans le matériau magnétique (classiquement un circuit magnétique torique). Sur le CST, un bobinage auxiliaire est ajouté (configuration généralement rencontrée dans la littérature). Il est facile d'ajouter un bobinage à une inductance torique ou de forme fermée mais difficile voire impossible à d'autres types d'inductances (par exemple planaires intégrées). C'est le principal inconvénient de cette approche. La figure 48 montre des exemples de circuits de mesure utilisés avec cette méthode. Le composant est caractérisé avec des formes d'ondes qui correspondent aux conditions de fonctionnement réel. Le principe de mesure se présente comme suit : A partir des mesures temporelles de la force électromotrice induite (f.e.m.) aux bornes de l'enroulement secondaire du CST, les auteurs ([62] et [63]) déterminent le champ magnétique $B_{(t)}$ créé par le courant dans la bobine par la relation (2.7).

$$B_{(t)} = \frac{1}{N_2 \cdot A_e} \int v_{L(t)} \cdot dt \quad (2.7)$$

Où : A_e et N_2 sont respectivement la section du noyau magnétique et le nombre de spires au secondaire du composant sous test.

L'excitation magnétique quant à elle, est évaluée par le théorème d'Ampère à partir de la mesure du courant dans l'inductance :

$$\oint H_{(t)} \cdot dl = N \cdot i_{L(t)} \quad (2.8)$$

Les expressions (2.7) et (2.8) permettent de déterminer le cycle d'hystérésis B-H. Avec l'analyseur B-H SY8232, les pertes instantanées dans le noyau sont calculées automatiquement par une intégration du cycle d'hystérésis à des fréquences de 15 kHz [63] et 150 kHz [62]. Après détermination des pertes fer, Kosai et al. [62] recalculent les coefficients de Steinmetz (formule 2.9) pour des conditions d'utilisation de l'électronique de puissance.

$$P_{core_less} = k \cdot f^\alpha B^\beta \quad [W/m^3] \quad (2.9)$$

Où f est la fréquence, k , α et β sont les coefficients de Steinmetz dépendant du matériau magnétique.

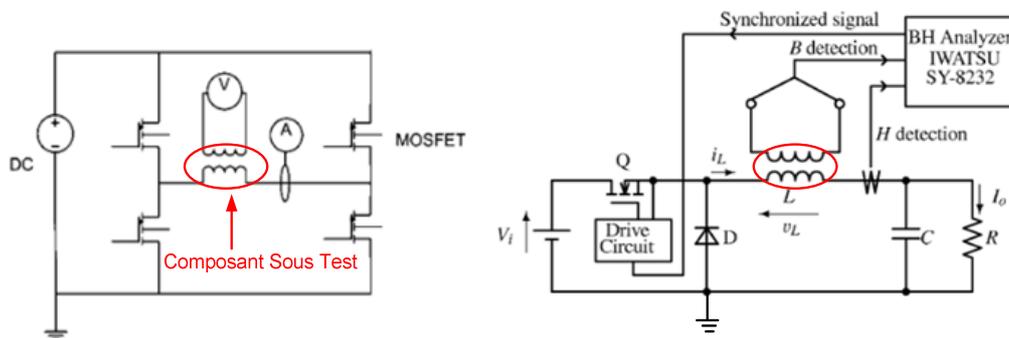


Figure 48: Bancs de mesure : à gauche, un onduleur [62] et à droite, un convertisseur Buck [63]

Yashihiro Miwa et al. [64] proposent une approche similaire à ([62] et [63]) avec un banc de caractérisation similaire. Ils obtiennent le cycle B-H du composant à l'aide de l'analyseur B-H SY-8232 IWATSU et déterminent les pertes dans le matériau magnétique à 40 kHz. Les auteurs ajoutent au banc de mesure un wattmètre (PPA5530) permettant de mesurer les pertes totales du composant. Les pertes cuivre en basse fréquence sont évaluées par la formule (2.10).

$$P_{Cu} = R_{DC} \cdot I_{rms}^2 = l \cdot \frac{\rho}{A} \cdot I_{rms}^2 \quad (2.10)$$

R_{DC} : la résistance du bobinage en basse fréquence, I_{rms} : valeur du courant efficace dans la bobine, l : la longueur totale des conducteurs, A : section du conducteur et ρ : résistivité du cuivre.

Conclusion : La méthode des mesures des grandeurs magnétiques via les mesures électriques utilisent des appareils spécifiques tels que l'analyseur BH (SY-3282), l'analyseur de puissance (PPA5530) qui peuvent donner des résultats précis à des fréquences relativement basses (15 kHz dans [63], 40 kHz dans [64] et 150 kHz dans [62]). Elle est essentiellement destinée à la mesure des pertes magnétiques. Le principal inconvénient de cette approche est

la modification du composant sous test : l'ajout d'un bobinage auxiliaire. Il est difficile voire impossible de modifier les composants magnétiques planaires intégrés en vue de les caractériser aux moyens de ces appareils.

II.1.3 : Méthode de mesure à la résonance

Pour une excitation sinusoïdale, la tension $u_{L(t)}$ aux bornes d'une inductance est en avance d'un angle α (voisin de 90°) sur le courant $i_{L(t)}$ la traversant (figure 49-b). Une petite erreur sur la détermination du déphasage entrainera des erreurs importantes sur le calcul des pertes d'où l'intérêt de travailler à la résonance (le déphasage entre $u_{L(t)}$ et $i_{L(t)}$ est ainsi voisin de zéro, voir figure 49-c). A cet effet, des auteurs ([65] et [66]) mettent en série (figure 49-a) ou en parallèle un condensateur pour annuler la partie réactive du CST afin de travailler à la résonance.

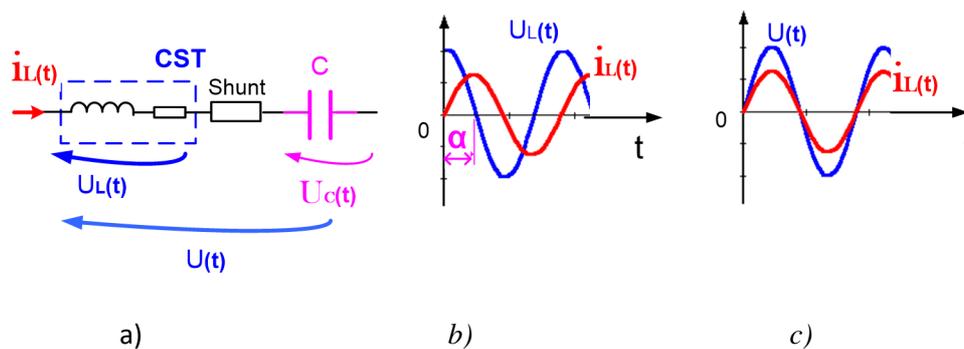


Figure 49: schéma du principe de la méthode de résonance et les formes d'ondes associées : a) inductance (CST) en série avec le condensateur de compensation et le shunt de mesure de courant, b) les formes d'ondes du CST, c) formes d'ondes de l'ensemble (CST-shunt-condensateur)

Dans [65], cette méthode a été utilisée pour évaluer les pertes fer à des fréquences élevées (10 MHz) en utilisant un circuit magnétique torique (de ferrite NiZn) muni de deux bobinages. Pour s'affranchir des erreurs de mesure sur la phase, les auteurs travaillent à la résonance en mettant en série avec le bobinage primaire un condensateur de capacité C_r comme le montre la figure 50-a.

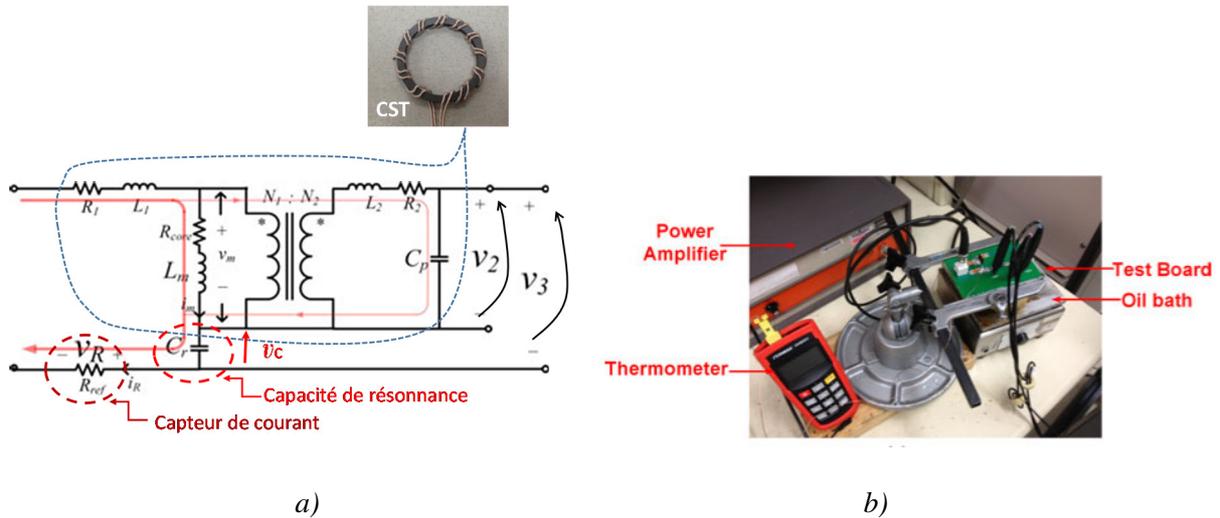


Figure 50: Banc de mesure : a) Circuit de mesure proposé, b) différents appareils de mesure [65]

Par la relation (2.11), les auteurs montrent qu'en relevant la tension \$v_3(t)\$ égale à \$v_2(t) + v_C(t)\$, on obtient une tension image de celle de la résistance aux bornes du noyau magnétique. Cette tension est alors en phase avec celle aux bornes du capteur de courant.

$$\underline{V_3} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \left(R_{core} + j \cdot l_m \cdot w + \frac{1}{j \cdot C_r \cdot w} \right) \cdot \underline{I_R}$$

A la résonance, on obtient :
$$\underline{V_3} = \frac{N_2}{N_1} \cdot R_{core} \cdot \underline{I_R} \quad (2.11)$$

Les pertes moyennes dans le noyau sont déterminées par la relation (2.12).

$$P_{core_less} = \frac{N_1}{N_2 \cdot T} \cdot \int_0^T [v_3(t) \cdot i_R(t)] \cdot dt = \frac{N_1}{N_2 \cdot T \cdot R_{ref}} \cdot \int_0^T [v_3(t) \cdot v_R(t)] \cdot dt \quad (2.12)$$

Où : \$T\$, \$N_1\$ et \$N_2\$ désignent respectivement la période du courant d'excitation, le nombre de spires au primaire et au secondaire du CST, \$R_{ref}\$ est la résistance du capteur de courant.

A titre d'exemple, un échantillon de ferrite NiZn (4F1) a été utilisé par l'auteur pour valider la méthode à 10 MHz. Pour la mise en œuvre, des précautions de mesures ont été prises : usage d'un shunt aselfique pour la mesure de courant, d'un oscilloscope de haute performance (Tektronix TDS 7054 -500 MHz) et étalonnage des sondes. Les résultats (figure 51) montrent une bonne corrélation entre les mesures du constructeur et celles obtenues avec la méthode proposée.

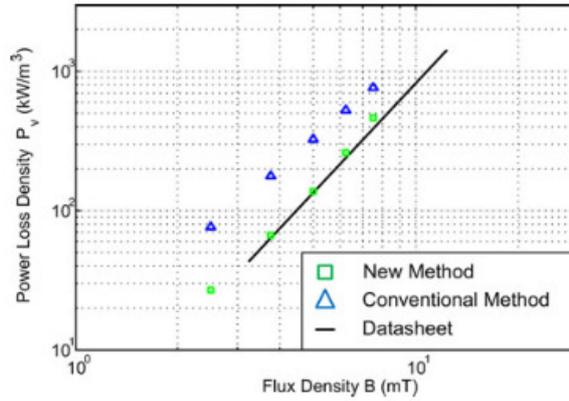


Figure 51: Comparaison des résultats des méthodes de caractérisation à 10 MHz [65]

Y. Han et G. Cheung [66] ont proposé également une méthode de mesure à la résonance pour la caractérisation des pertes des matériaux magnétiques RF destinés aux applications de puissance RF (10-100 MHz). Le schéma électrique simplifié du banc de mesure est donné à la figure 52 : Le condensateur de résonance est mis en série avec le CST et l'ensemble est excité par une onde sinusoïdale.

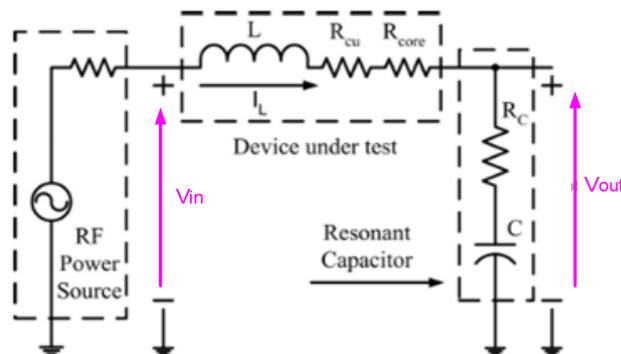


Figure 52: Schéma du circuit de mesure à la résonance [66]

Dans l'approche précédente [65], les pertes fer sont obtenues par une intégration du produit $u(t)$ et $i(t)$. Par contre ici, les auteurs procèdent autrement. Ils mesurent les amplitudes maximales des tensions aux bornes du condensateur de résonance (V_{out-pk}) et de l'alimentation RF (V_{in-pk}) et font le rapport pour obtenir le facteur de qualité du circuit. Ensuite, connaissant le facteur de qualité, ils en déduisent la résistance du noyau magnétique puis calculent les pertes en utilisant la formule (2.16).

$$\underline{V_{in}} = \left(R_{cu} + R_{core} + R_C + j.L.w + \frac{1}{j.C.w} \right) \cdot \underline{I_L}$$

$$\text{A la résonance } lw = \frac{1}{cw} \Rightarrow V_{in-pk} = (R_{cu} + R_{core} + R_C) \cdot I_{L-pk} \quad (2.13)$$

$$\text{Or} \quad V_{out-pk} = \frac{1}{c_w} \cdot I_{L-pk} = l_w \cdot I_{L-pk} \quad (2.14)$$

En faisant le rapport (2.14) sur (2.13), on obtient :

$$\frac{V_{out-pk}}{V_{in-pk}} = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot L}{R_{cu} + R_{core} + R_c} = Q_L \quad (2.15)$$

Les pertes volumiques dans le matériau magnétique sont :

$$P_{core_less} = \frac{I_{L-pk}^2 \cdot R_{core}}{2 \cdot V_L} \quad (\text{kW/m}^3) \quad (2.16)$$

$$\text{Avec :} \quad R_{core} = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot L \cdot V_{in-pk}}{V_{out-pk}} - R_c - R_{cu} \quad (2.17)$$

Avec R_{core} , I_{L-pk} et V_L respectivement la résistance représentant les pertes fer dans le noyau, l'amplitude maximale du courant dans la bobine et le volume du noyau. R_{cu} et R_c désignent les résistances séries du bobinage et du condensateur. Q_L est le facteur de qualité et f_0 la fréquence de résonance.

Il convient de noter que les valeurs de L , R_{cu} , R_c , sont mesurées au préalable à l'aide d'un impédancemètre (Agilent 4395A). Cette méthode semble être très intéressante mais malheureusement les auteurs déterminent une valeur constante de L avec des signaux de faible amplitude (\sim mA) en utilisant un Impédancemètre. La méthode n'est donc adaptée qu'aux composants magnétiques linéaires.

Une autre approche de mesure qui s'inspire des méthodes à la résonance a été développée dans ([67] et [68]) pour des excitations de forme d'onde quelconque. Le principe consiste aussi à annuler la partie réactive de la tension aux bornes du CST afin d'accéder à la tension image de celle de la résistance du noyau (R_{core}) pour déterminer les pertes fer. Le circuit de mesure est montré à la figure 53 : les auteurs utilisent une inductance ou un transformateur à air (avec $N_1=N_2$) pour compenser la partie réactive de la tension aux bornes du CST et accéder à la tension image du produit $R_{core} \cdot i_{R(t)}$. Ceci se vérifie par la relation (2.18) en régime quelconque :

$$\begin{aligned} v_3(t) &= -v_2(t) + v_L(t) = v_{m(t)} + v_L(t) \\ &= -L_m \cdot \frac{di_{m(t)}}{dt} - R_{core} \cdot i_{m(t)} + R_{cu} \cdot i_{m(t)} + L \cdot \frac{di_{m(t)}}{dt} \end{aligned}$$

$$= R_{core} \cdot i_m(t) \text{ pour } R_{cu} \ll R_{core} \text{ et } L = L_m \quad (2.18)$$

Ainsi, en relevant i_R , ils évaluent les pertes dans le matériau magnétique en intégrant le produit $v_3(t) \cdot v_R(t)$ (relation (2.12)).

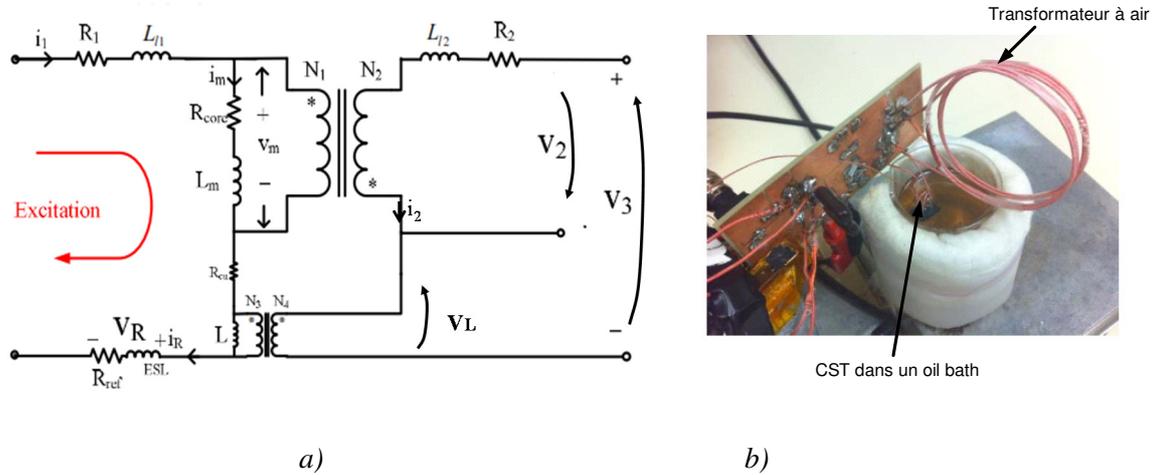


Figure 53: a) Circuit proposé pour la mesure des pertes dans l'inductance à excitation arbitraire et b) banc de mesure permettant la détermination des pertes à une température quelconque [67]

La méthode semble aussi être intéressante mais sa mise en œuvre est très complexe. En outre, elle ne peut s'appliquer que pour une valeur de l'inductance magnétisante L_m constante. Par conséquent, elle est mal adaptée aux composants magnétiques non linéaires.

Conclusion : Les méthodes de mesure développées dans ([65] et [66]) permettent essentiellement de déterminer les pertes dans le matériau magnétique. Elles sont à excitation sinusoïdale et les auteurs extraient les pertes à la fréquence de résonance. Compte tenu des formes d'ondes d'excitation, ces approches sont inadaptées aux convertisseurs DC-DC. En effet, dans les références [69] et [70], les auteurs ont démontré que sous un même niveau d'induction, le composant soumis à une excitation sinusoïdale dissipe plus d'énergie magnétique que sous l'excitation rectangulaire. La méthode développée dans [67] est séduisante car elle est à excitation quelconque. Cependant, elle est pratiquement impossible pour des composants magnétiques non linéaires.

II.1.4 : Méthode calorimétrique

Les difficultés de mesure des pertes des composants magnétiques dans les conditions d'utilisation ont parfois conduit à délaisser les méthodes électriques citées précédemment au profit des méthodes calorimétriques. Les approches calorimétriques permettent de mesurer la puissance totale que le CST dissipe sous une excitation quelconque [71]. Le principal

inconvéniéent est que ces méthodes exigent habituellement de temps de mesure assez longs. Récemment Thiemo Kleeb [72] a proposé une méthode calorimétrique dite de compensation. La particularité de cette approche est qu'elle permet de réduire le temps de mesure. La figure 54 présente son banc de mesure. Il est constitué principalement de deux chambres. Une chambre de test dans laquelle est installé un système de chauffage et une autre dite chambre de référence. Les températures de ces deux enceintes sont notées respectivement T_1 et T_2 . Un système de régulation de température permet de maintenir la différence de ces deux températures ΔT constante lors de la mesure (avec T_1 supérieure à T_2). Le principe de la mesure se présente comme suit :

- lorsque le CST (placé dans l'enceinte de test) ne dissipe pas de puissance c'est-à-dire quand il n'est pas excité, le système de chauffage doit dissiper une puissance notée P_0 ;
- quand le CST est excité, il dissipe une puissance et le système de chauffage doit alors fournir moins de puissance afin de maintenir ΔT constante. Cette puissance peut être notée P_1 .

Ainsi, la différence de puissances $P_0 - P_1$ représente les pertes totales du CST. Un exemple d'illustration est donné à la figure 55.

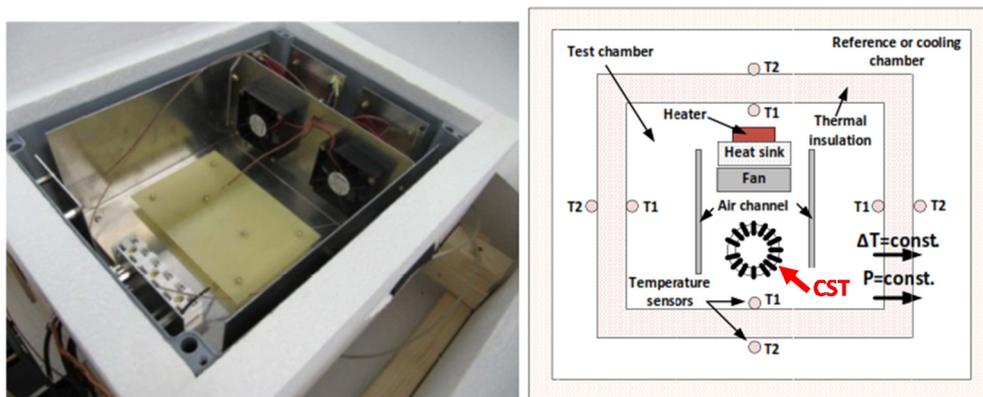


Figure 54: Banc de mesure calorimétrique (à gauche : le dispositif de mesure, à droite : le schéma)
[72]

Pour déterminer les pertes dans le matériau magnétique, l'auteur utilise la formule (2.19).

$$P_{core} = P_{tot} - P_{JDC} - P_{skin} - P_{proximity} \quad (2.19)$$

Où : P_{tot} représente les pertes totales mesurées, P_{core} les pertes fer, P_{JDC} les pertes cuivre en basse fréquence, P_{skin} et $P_{proximity}$ respectivement les pertes par effet de peau et de proximité.

L'auteur [72] mentionne que les pertes dues aux effets de peau et proximité peuvent être estimées respectivement par les formules empiriques (2.20) et (2.21) pour un fil de Litz (conducteur multibrins).

$$P_{skin} = R_{dc} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_j^n \left(\left(\lambda_{skin} \cdot R_{litz,ideal}(j, f) + (1 - \lambda_{skin}) \cdot R_{parallel}(j, f) \right) \cdot i_j^2 \right) \quad (2.20)$$

$$P_{proximity} = \lambda_{proximity} \cdot P_{litz,ideal} + (1 - \lambda_{proximity}) \cdot P_{parallel} \quad (2.21)$$

Où : λ_{skin} et $\lambda_{proximity}$ désignent respectivement les facteurs de qualité des effets de peau et de proximité, $P_{litz,ideal}$: pertes par effet de proximité dans un fil de Litz idéal, $P_{parallel}$: pertes par effet de proximité pour le paquet avec des brins de conducteur électriquement connectés en parallèle, $R_{litz,ideal}$: résistance idéale du fil de Litz, $R_{parallel}$: résistance des brins en parallèle, f : fréquence de fonctionnement, i : courant induit dans un fil de Litz.

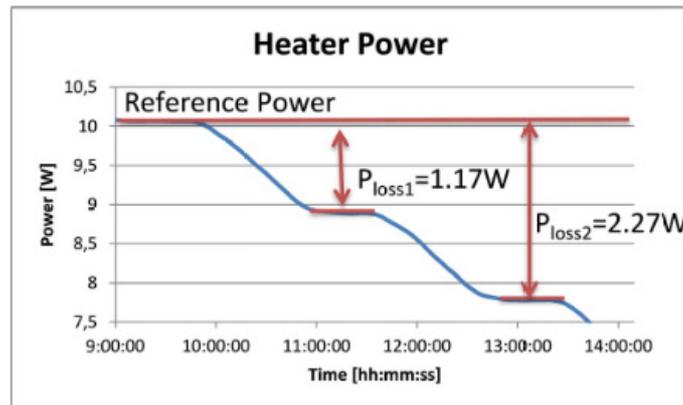


Figure 55: Un exemple de mesure des pertes totales par la méthode calorimétrique [72]

Conclusion : La méthode calorimétrique est adaptée à tout type de composant et à tout type d'excitation. Les pertes totales du composant peuvent être mesurées à des températures élevées (forts courants). Cependant, elle requiert des périodes de mesure encore longues malgré les efforts de réduction faits dans [72]. L'approche exige des efforts supplémentaires pour extraire les pertes cuivre. En outre, si l'échantillon dissipe peu de puissance, les précisions de mesure sont discutables [68].

II.1.5 : Conclusion

La caractérisation des composants magnétiques dans les conditions d'utilisation est une clé pour le dimensionnement et l'optimisation du rendement des convertisseurs d'énergie. Il existe dans la littérature plusieurs méthodes de caractérisation de ces composants :

- les méthodes de mesure avec des petits signaux en régime sinus ;
- les méthodes de mesure avec des grands signaux non sinus ;
- les méthodes de mesure à la résonance ;
- la méthode calorimétrique.

Pour une caractérisation à des fréquences élevées, **les méthodes de caractérisation petits signaux en régime sinus et les méthodes de mesure à la résonance** sont classiquement utilisées. L'inconvénient principal de ces deux méthodes est qu'elles utilisent des formes d'ondes sinusoïdales. La méthode développée dans [68] est à excitation arbitraire mais n'est pas toujours adaptée aux composants magnétiques non linéaires.

Les méthodes de mesure avec de grands signaux non sinus présentent bien les formes d'ondes des convertisseurs DC-DC. Elles sont basées sur les mesures temporelles des tensions $u(t)$ et des courants $i(t)$ et permettent de faire des mesures à des fréquences moyennes (quelques centaines kHz). Cependant, les auteurs [59-61] calculent la valeur moyenne de l'inductance. Ils évaluent les pertes totales du composant par l'intégration du produit $u(t)$ et $i(t)$ sur une période. Le moindre décalage temporel sur $u(t)$ ou $i(t)$ entraînera de grosses erreurs sur les pertes évaluées. En outre, cette approche ne permet pas de séparer les pertes du CST (pertes cuivre et pertes dans le noyau magnétique). En revanche, les méthodes de mesure développées par Hiroyuki Kosai [62], Seiji Iyasu [63] et Yoshihiro Miwa [64] permettent la séparation des pertes sauf que leur principal inconvénient est qu'un bobinage auxiliaire est rajouté au CST comme montré à la figure 56-a. Ce qui est impossible avec les inductances planaires intégrées (voir figure 56-b).

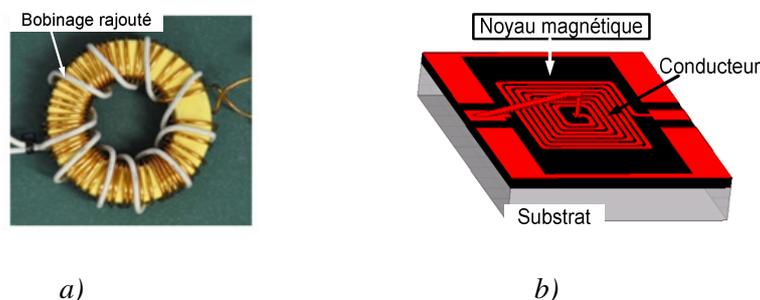


Figure 56: Inductances : a) inductance torique avec second bobinage rajouté, b) une inductance planaire à une couche

La méthode calorimétrique ne modifie pas le composant mais elle fournit peu d'information sur le CST (juste les pertes totales) et requiert des périodes de mesure assez longues. De plus sa mise en œuvre est complexe et la précision des mesures de faibles pertes sont discutables.

D'une façon générale, les approches précédemment citées peuvent déterminer la valeur de l'inductance dans la zone linéaire de la caractéristique $\varphi_{(i)}$ du CST, ce qui convient à la caractérisation des composants présentant une forte partie linéaire tels que les inductances avec entrefer. Cependant, pour des composants intégrés dont la caractéristique $\varphi_{(i)}$ est fortement non linéaire aucune de ces méthodes ne permet d'obtenir l'ensemble des caractéristiques : inductance, niveau de saturation, pertes fer.

En outre, la méconnaissance de la valeur de l'inductance se traduit par une mauvaise modélisation (Cf. par exemple la formule (1.9)) qui peut conduire à un mauvais fonctionnement du convertisseur.

Dans ces travaux, une nouvelle méthode de caractérisation des inductances et spécialement des inductances planaires intégrées est proposée. Cette méthode n'exige aucune modification du composant sous test.

II.2 : METHODE PROPOSEE ET MOYENS MIS EN ŒUVRE

II.2.1 : Nouvelle méthode de caractérisation

A titre d'exemple, les figures 57-a et 57-b illustrent les formes d'ondes courant et tension auxquelles est soumis le composant quand il est utilisé dans un convertisseur DC-DC. Ces signaux de forte amplitude sont de formes triangulaire et rectangulaire avec dans certains cas une forte composante continue notamment le courant. Elles sont différentes de celles de la figure 57-c (régime sinus et faible amplitude) qu'offrent les équipements classiques de caractérisation (RLCmètre, Impédancemètre, VNA,...).

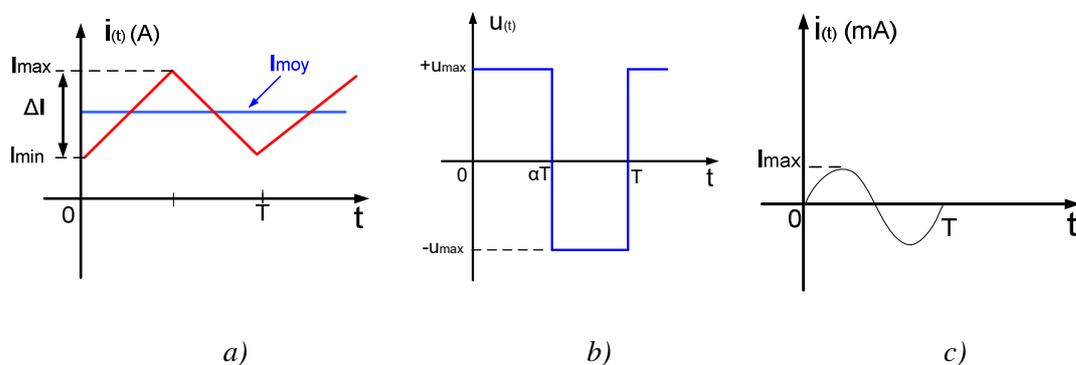


Figure 57: Formes d'ondes idéales : a) et b) Formes d'ondes typiques d'un convertisseur DC-DC, c) Forme d'onde des équipements classiques de caractérisation : RLCmètre, Impédancemètre, VNA

La nouvelle méthode proposée est adaptable à tout dispositif d'électronique de puissance et permet de caractériser le composant magnétique dans les conditions d'utilisation sans avoir le modifié. Il s'agit d'une méthode de caractérisation temporelle basée sur la caractéristique $\varphi(i)$ du composant. Au moyen de cette approche, il est possible de connaître le niveau de saturation du matériau magnétique du CST, d'accéder à la valeur de l'inductance, d'évaluer les différentes pertes du composant (pertes dans le matériau magnétique, pertes cuivre...).

Pour mettre en œuvre la méthode, nous plaçons le composant dans des conditions d'utilisation : le composant est placé dans un convertisseur DC-DC par exemple un hacheur série RL abaisseur de tension (figure 58).

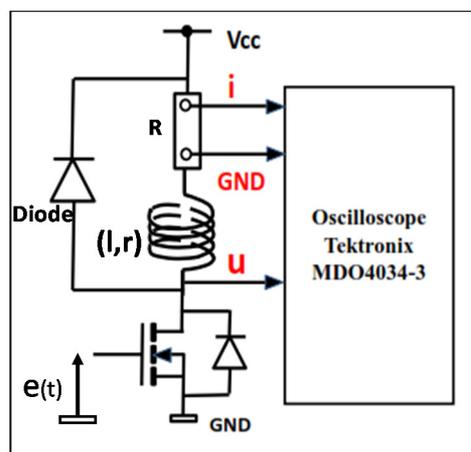


Figure 58: Schéma simplifié du banc de mesure

Ce convertisseur a une structure très simple et donc facile à réaliser. Il est généralement utilisé pour caractériser les composants actifs tels que les diodes, les transistors ainsi que les sondes de tension et courant [73-75].

Principe de la méthode

Comme nous l'avons défini dans l'introduction de ce chapitre, la caractérisation d'une inductance avec matériau magnétique se résume à la détermination de ses paramètres essentiels tels que la valeur de l'inductance, les pertes fer et le niveau de saturation (figure 59-a).

Pour une meilleure compréhension de la démarche, considérons une inductance constituée de N spires et traversée par un courant d'intensité $i(t)$ (figure 59).

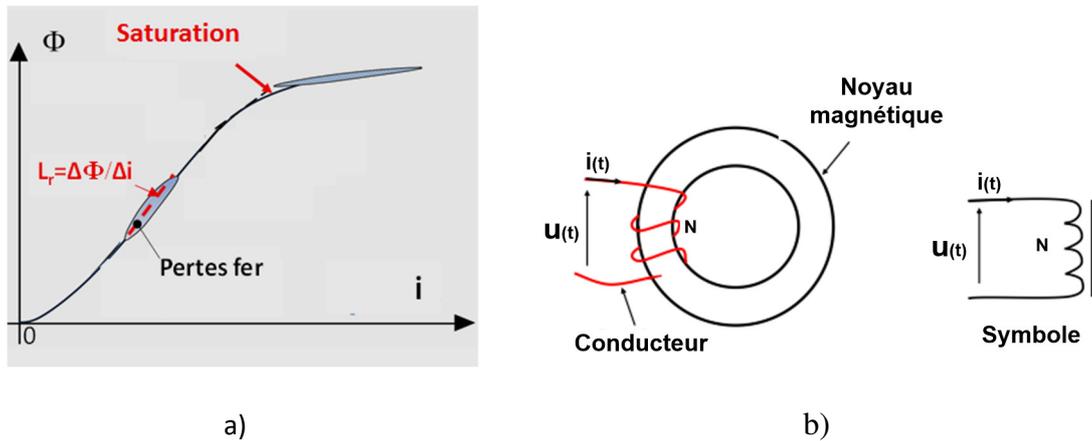


Figure 59: Inductance avec matériau magnétique : a) Caractéristique $\varphi(i)$, b) Représentation conventionnelle

En appliquant la loi d'Ohm, la tension $u(t)$ aux bornes de cette inductance s'écrit pour des couplages capacitifs négligeables :

$$u(t) = N \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} + r \cdot i(t) \quad (2.22)$$

Avec : φ le flux à travers une spire, r la résistance interne du conducteur en basse fréquence et N le nombre de spires.

De l'équation (2.22), on obtient :

$$N \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} = u(t) - r \cdot i(t) \quad (2.23)$$

En intégrant l'équation (2.23), on obtient :

$$\varphi(t) = \frac{1}{N} \left(\int u(t) \cdot dt - \int r \cdot i(t) \cdot dt \right) \quad (2.24)$$

Ainsi, en relevant les grandeurs $u(t)$ et $i(t)$ du composant, on peut tracer sa caractéristique $\varphi(i)$ et ensuite déterminer les paramètres du composant.

En effet, l'approche exige quatre étapes :

- 1) l'enregistrement des grandeurs $u(t)$ et $i(t)$ du composant ;
- 2) un traitement de signal si les signaux enregistrés sont bruités (présence d'oscillations parasites) ;

- 3) Intégration des grandeurs enregistrées ;
- 4) détermination du cycle d'hystérésis $\varphi_{(i)}$ du composant.

- La valeur de l'inductance réversible peut être déterminée par la relation (2.25) :

$$L_r = \frac{\Delta\Phi}{\Delta i} \quad (2.25)$$

- Les pertes fer peuvent être évaluées par (2.26)

$$P_{fer} = \frac{S_{cycle}}{T} = f \cdot S_{cycle} \quad (2.26)$$

Où : P_{fer} désigne les pertes dans le matériau magnétique ou pertes « fer », f la fréquence et S_{cycle} l'aire du cycle dans le plan $\varphi_{(i)}$ ou l'énergie dissipée dans le matériau magnétique pendant une période T .

- Le niveau de saturation du circuit magnétique est déterminé à travers le cycle d'hystérésis $\varphi_{(i)}$ du composant ou à travers la courbe inductance réversible en fonction du courant de polarisation $L_r(I_{DC})$.

II.2.2 : Moyens mis en œuvre

Comme nous avons mentionné précédemment, la méthode proposée est basée sur la détermination de la caractéristique $\varphi_{(i)}$ du composant. Pour accéder à cette grandeur, il faut relever le courant $i_{(t)}$ et la tension $u_{(t)}$ aux bornes du CST avec la plus grande précision possible. Généralement les appareils utilisés pour l'acquisition de ces deux grandeurs électriques sont des sondes de courant et de tension et un oscilloscope. Avant de passer en revue les différentes techniques de mesure de ces grandeurs, il sera présenté dans les pages qui suivent les problèmes communs généralement liés à ce type de mesure.

II.2.2.1 : Problèmes de mesure

En général, les équipements de mesure déforment et/ou retardent le signal mesuré lorsque leur choix n'est pas bien fait. Prenons par exemple la mesure d'une tension aux bornes d'un CST au moyen d'une sonde passive et d'un oscilloscope. L'ensemble sonde/entrée de l'oscilloscope peut être modélisé comme indiqué sur la figure 60.

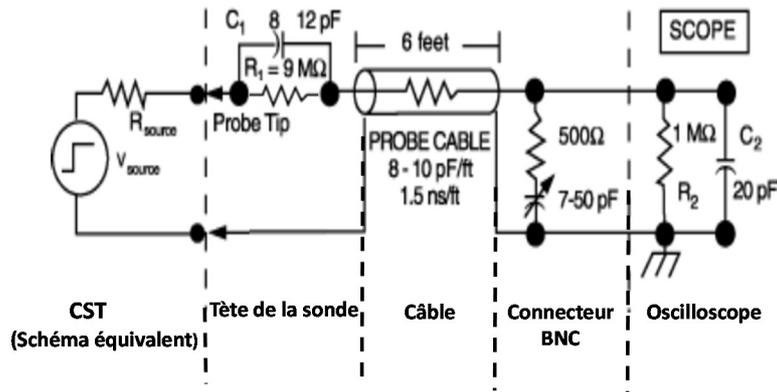


Figure 60: Modèle électrique typique d'une sonde passive et de l'entrée d'un oscilloscope [76]

Le modèle électrique simplifié de cet ensemble est un filtre passe bas RC de fréquence de coupure $1/2\pi RC$. Les mesures faites à des fréquences proches de la fréquence de coupure ou hors de la bande passante peuvent être déphasées et déformées par rapport aux signaux réels. La figure 61 illustre ces inconvénients.

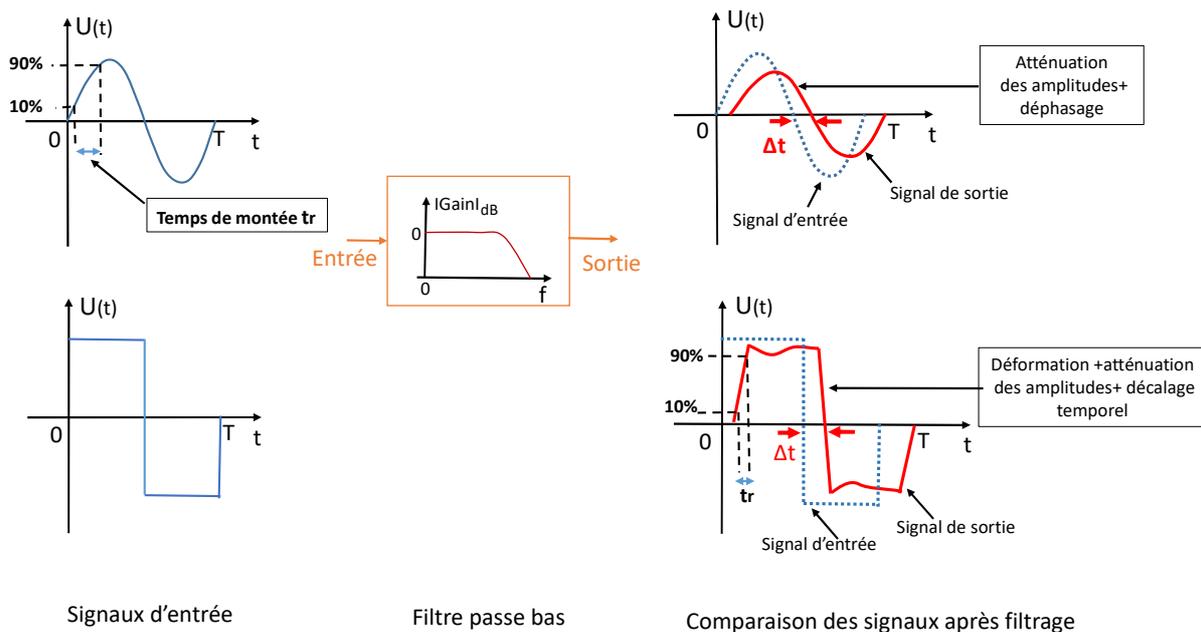


Figure 61: Effets de la sonde-connecteur BNC-entrée oscilloscope sur le signal mesuré

Les temps de montée et de descente des signaux mesurés sont également affectés. Ils sont fonction de la bande passante des équipements constituant la chaîne de mesure. La relation (2.27) donne l'expression du temps de montée d'un signal mesuré à l'aide d'une sonde et d'un oscilloscope [77].

$$t_{r_mes} = \sqrt{t_{r_signal}^2 + t_{r_sonde}^2 + t_{t_osci}^2} \quad (2.27)$$

$$\text{avec } t_{r_sonde} = \frac{k}{BP_{sonde-3dB}} \text{ et } t_{r_osci} = \frac{k}{BP_{osci-3dB}} \quad (2.28)$$

Où :

- t_{r_signal} , t_{r_sonde} et t_{r_osci} sont respectivement les temps de montée du signal, de la sonde et de l'oscilloscope.
- $BP_{sonde-3dB}$ et $BP_{oscillo-3dB}$ les bandes passantes de la sonde et de l'oscilloscope.
- k une constante de valeur généralement égale à 0,35 lorsque la bande passante de la sonde ou de l'oscilloscope est inférieure à 1GHz et comprise entre 0,4 et 0,45 quand elle est supérieure à 1GHz [78].

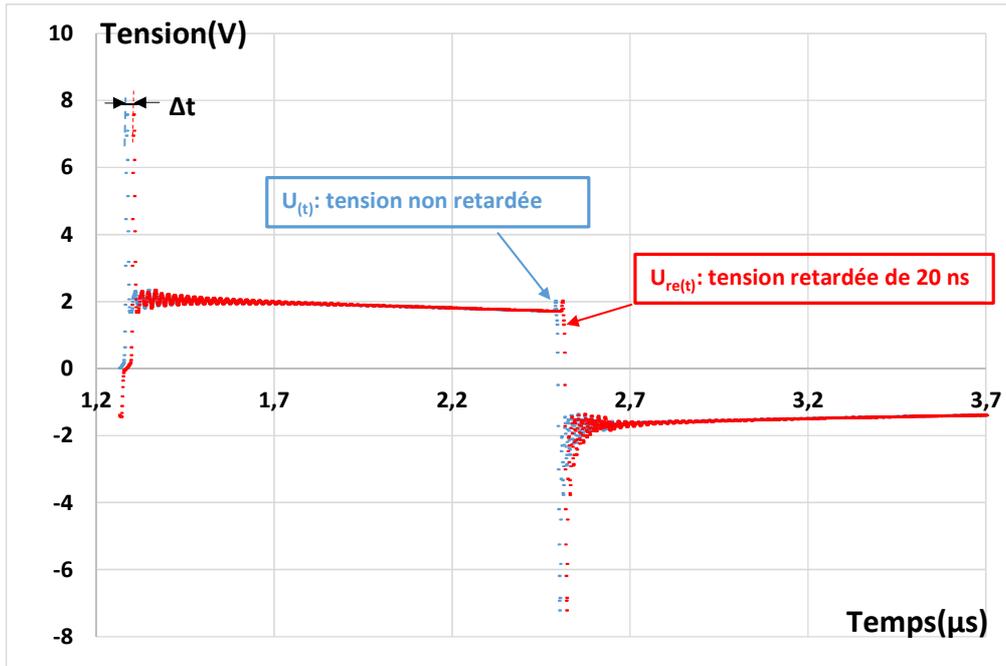
NB : Pour éviter ces erreurs sur l'amplitude et les fronts montant et descendant du signal mesuré, les constructeurs tel que Tektronix recommande d'utiliser des appareils de mesure (sonde, oscilloscope, ...) de bande passante 5 fois plus grande que la fréquence de la composante spectrale la plus élevée du signal à mesurer [79].

A. Problème de retard et son effet sur la caractéristique $\varphi_{(i)}$ du composant

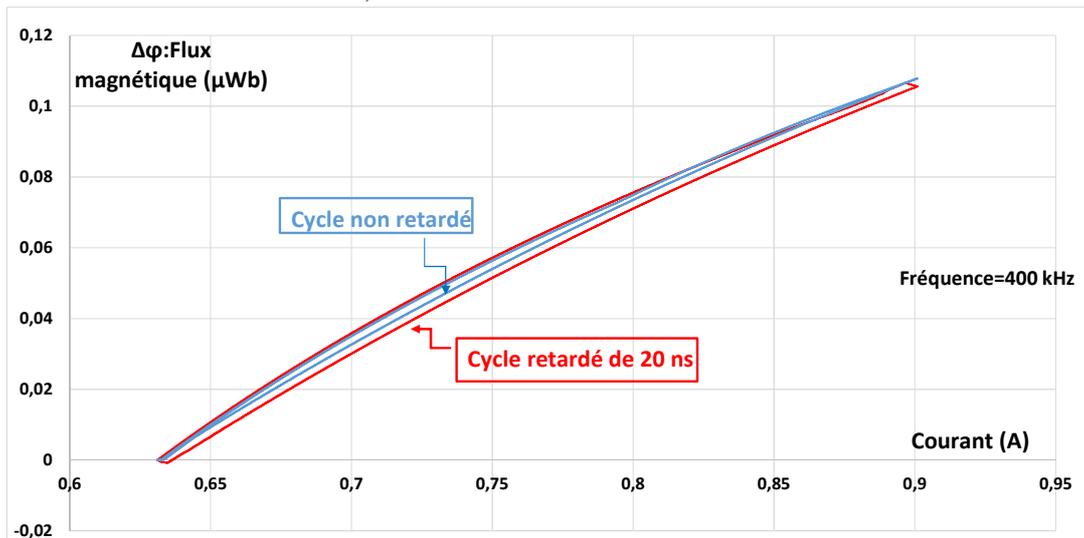
Le signal mesuré n'est pas tout à fait en "phase" avec le signal réel à cause du retard introduit par les appareils de mesure utilisés. Il serait intéressant de chercher à déterminer l'impact de ce retard sur la caractéristique $\varphi_{(i)}$ du composant. Pour ce faire, nous avons mesuré la tension aux bornes du composant et ensuite nous avons introduit un décalage temporel Δt sur cette tension. La tension supposée non retardée est notée $u_{(t)}$ et celle qui est retardée est notée $u_{re(t)}$. Ces deux grandeurs sont montrées dans la figure 62-a. Elles sont liées par la relation (2.29) :

$$U_{re}(t) = u(t-\Delta t) \quad (2.29)$$

Δt est pris par exemple égale à 20 ns soit 1,6% de la demi-période de $u_{(t)}$. Partant de la relation (2.24) et en considérant le courant mesuré, les cycles d'hystérésis sont déterminés à partir des tensions $u_{(t)}$ et $u_{re(t)}$ (figure 62-b). On remarque que le cycle obtenu à partir de la tension $u_{re(t)}$ présente une aire supérieure.



a) Tensions retardée et non retardée



a) Cycles retardé et non retardé

Figure 62: Influence du retard sur la caractéristique $\varphi_{(i)}$

Pour une étude détaillée, l'aire du cycle $\varphi_{(i)}$ a été évaluée pour différentes valeurs de Δt (2, 5, 10, 15, 20, 50 ns). Les résultats obtenus sont montrés à la figure 63. On observe que l'impact de Δt sur l'aire du cycle devient significatif pour des $\Delta t > 5$ ns soit 0,2% de la période du signal de référence. En conclusion, une attention particulière doit être accordée à cette grandeur lorsqu'on évalue les pertes dans le matériau magnétique.

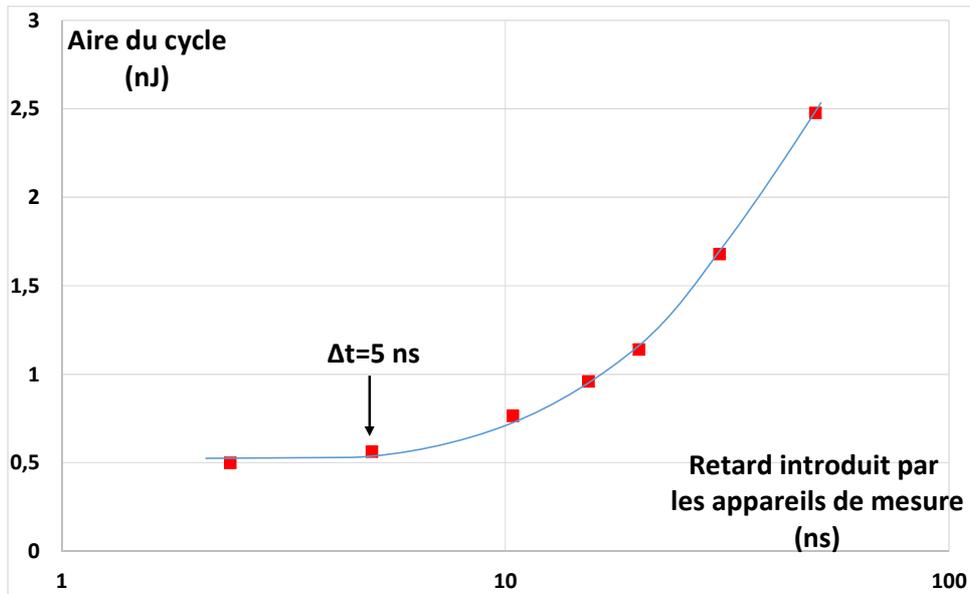


Figure 63: Influence du retard sur la caractéristique $\varphi(i)$

De plus les signaux mesurés sont souvent perturbés par des oscillations comme celles présentes sur le signal $u_{1(t)}$ de la figure 62-a. Ce problème illustre la difficulté de caractérisation des différents composants se trouvant sur la carte électronique dont l'inductance. Le paragraphe suivant donnera les origines de ce problème et proposera quelques pistes de solution.

B. Problème des oscillations parasites observées sur les mesures

Les oscillations parasites amorties observées sur la mesure proviennent essentiellement des inductances parasites et des capacités parasites des différents composants du montage, des appareils de mesure utilisés (sonde, oscilloscope,...), des pistes sur le circuit imprimé et câbles de connexion.

A titre d'exemple, à la figure 64, Ammous et al. [73] montrent que la longueur et le type de câble coaxial d'une sonde produisent des oscillations amorties sur le signal mesuré.

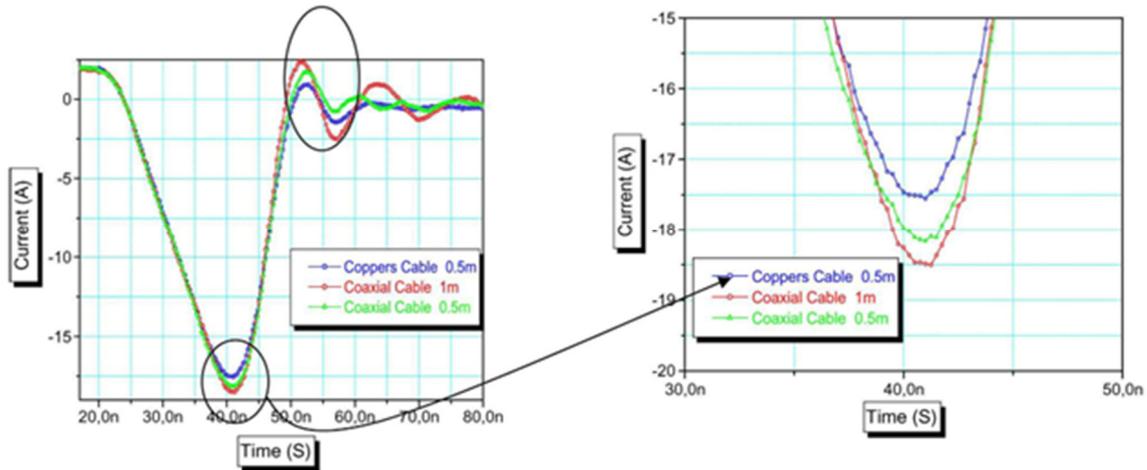


Figure 64: Mesure du courant dans une diode avec différentes sondes de courant : Sondes construites avec deux types de câbles coaxiaux : câble classique et câble de type RG405U dit ‘‘rigid coaxial copper câble’’, effet de la longueur des câbles [73]

Ces oscillations sont dues principalement aux inductances et capacités parasites du câble. Il convient donc de signaler que le modèle électrique du câble présenté à la figure 60 est un cas simplifié.

NB : Compte tenu de leurs origines mentionnées précédemment, ces oscillations parasites restent inévitables mais par une conception soignée, elles peuvent être réduites. Pour ce fait, il faut :

- Eviter d’avoir des pistes longues sur le circuit imprimé,
- Choisir le fil de masse et le chemin de courant les plus courts possibles lors d’une mesure ;
- Utiliser des sondes adaptées à l’oscilloscope avec des câbles moins inductifs et les plus courts possibles, etc.

II.2.2.2 : Mesure de tension

Il existe plusieurs sondes de tension mais on peut les classer en deux grandes catégories : les sondes actives et les sondes passives. Les sondes actives sont construites à base d’amplificateurs et sont généralement utilisées pour relever des tensions de faible amplitude. Par contre les sondes passives sont constituées uniquement de composants passifs tels que résistance, condensateur, etc. Comparer aux sondes actives, les sondes passives sont moins coûteuses [80]. Pour ce travail, l’amplification des signaux avant la mesure n’est pas nécessaire par conséquent une sonde passive a été utilisée (Tektronix TPP0500). Cette sonde a été choisie car elle est disponible au laboratoire et présente des caractéristiques intéressantes (bande passante 500 MHz avec un temps de montée de quelques centaines de ps). Elle est livrée avec

l'oscilloscope Tektronix MDO4034-3. Ainsi, cette sous-section décrira beaucoup plus les sondes passives. Le tableau 2, présente quelques exemples de sondes de tension et leurs caractéristiques principales.

Tableau 2: Exemple de sondes passives commerciales [81-83]

Sondes	Bande Passante à -3dB (MHz)	Impédance d'entrée (MΩ)	Capacité d'entrée (pF)	Temps de montée
TPP0500 (Tektronix)	500	10	< 4	700 ps
PP018-2 (LeCroy)	500	10	10	700 ps
MI007 (Pico Technology)	60	10	14-18	5,8 ns

La sonde MI007 présente une faible bande passante (à -3dB), les signaux mesurés avec cette sonde seront fortement déformés par rapport aux deux premières (TPP0500 et PP018-2). Par conséquent, pour avoir une mesure de qualité acceptable, le choix de la sonde et de l'oscilloscope est très important. Une autre chose à ne pas oublier est la compensation de ces sondes de mesure (sonde et oscilloscope). Avant de procéder à la mesure, la capacité de la sonde doit être ajustée de façon à ce que la relation (2.30) soit vérifiée.

$$R_s C_s = R_o C_o \quad (2.30)$$

Avec: R_s et C_s la résistance et la capacité de la sonde respectivement et R_o , C_o la résistance et la capacité de l'oscilloscope respectivement.

La compensation de la sonde ($R_s C_s = R_o C_o$) peut se faire de manière automatique ou manuelle. La figure 65 présente le schéma électrique de la tête de sonde et de l'étage d'entrée de l'oscilloscope. La compensation manuelle se fait en réglant la capacité C_s .

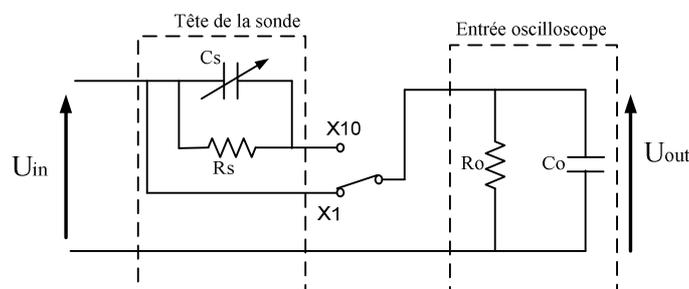


Figure 65: Schéma équivalent d'une sonde de tension atténuatrice connectée à un oscilloscope [84]

Les différentes formes que l'on peut observer pendant la compensation manuelle sont présentées à la figure 66.

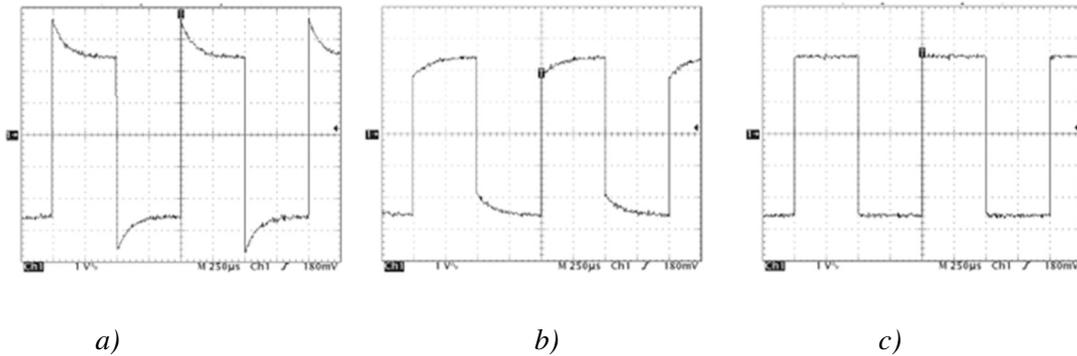


Figure 66: Formes d'ondes de la compensation d'une sonde [78] : a) Sonde sur-compensée, b) Sonde sous-compensée, c) Sonde compensée

Conclusion : *Pour faire des mesures précises, il est nécessaire d'utiliser des sondes de tension large bande passante. Aussi, il faut prendre la précaution de vérifier au préalable l'état de compensation de la sonde.*

II.2.2.3 : Mesure de courant

Cette section sera consacrée à une revue des principales méthodes de mesure de courant en vue d'en choisir une qui répond aux principaux critères définis par notre cahier de charge :

- mesure de courants variables en haute fréquence (au-delà du MHz) ;
- mesure de courant avec une composante continue importante (entre 20% et 80 % du signal) ;
- capteur de courant de faible impédance afin de ne pas trop perturber le circuit de mesure ;
- isolation galvanique non requise ;
- encombrement limité.

A. Les principales méthodes de mesure de courant

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de mesure du courant mais cette partie sera consacrée uniquement aux méthodes de mesure les plus utilisées. En électronique de puissance, quatre capteurs de courant sont classiquement utilisés [85] :

- transformateur de courant ;
- sonde à effet Hall ;
- sonde de Rogowski ;
- shunt de courant.

Cette présentation portera essentiellement sur le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients de l'utilisation de chacun de ces capteurs en vue de choisir celui qui répond bien à nos exigences. Une conclusion clôturera la section.

A.1 : Mesure par transformateur de courant (TC)

Cette présente technique utilise un transformateur à noyau magnétique pour la mesure de courant. La constitution de ce transformateur est présentée aux figures 67-a et 67-b. A la différence de la première structure, la deuxième structure (figure 67-b) est généralement utilisée pour la mesure des forts courants. Leur principe de fonctionnement est basé sur la loi d'induction de Faraday : le primaire parcouru par le mesurande crée un champ magnétique B qui est canalisé par le circuit magnétique, les variations de ce champ induit dans le bobinage secondaire une f.e.m qui est recueillie aux bornes d'une charge en général de faible impédance. Le courant ainsi mesuré est obtenu par l'application de la loi d'Ohm aux bornes de la charge.

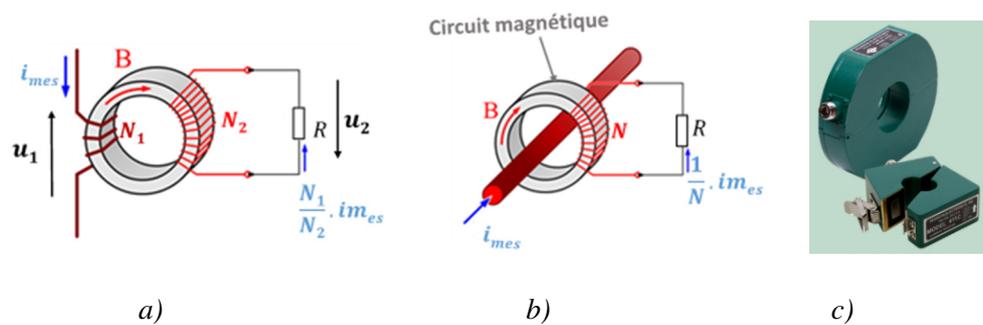


Figure 67: Transformateur de courant : a et b) Structures du TC, c) TC 200MHz commercialisé par Pearson Current Monitor [86]

Comme avantages, la méthode de mesure avec ce capteur est facile à mettre en œuvre. Des mesures de courants AC peuvent se faire jusqu'à plusieurs centaines d'ampère dans une large bande passante (200 MHz) ([86] et [87]). Le capteur ne peut pas mesurer de courants DC, il ne convient donc pas à notre cahier de charge.

A.2 : Capteur de courant à effet Hall

Ce capteur est constitué principalement d'un circuit magnétique avec un entrefer dans lequel est placée une cellule de Hall (figure 68-a). Un enroulement auxiliaire est installé parcouru par un courant I_s permet à tout instant de compenser les ampères tours primaires $N_p \cdot I_p$ et donc de faire fonctionner le capteur à champ nul ($B=0$), le champ B étant détecté par la cellule à Hall. Le courant I_s , image du courant I_p à mesurer parcourt également une résistance R_s , on obtient ainsi une tension V proportionnelle au courant à mesurer. L'avantage de ce capteur est

qu'il est capable de mesurer des courants DC. La figure 68-b montre un exemple d'une pince ampèremétrique à effet Hall commercial. De nos jours, ces types de capteurs commercialisés peuvent mesurer des amplitudes de courant DC allant jusqu'à plusieurs dizaines d'ampère dans une bande passante de 120 MHz [88]. Ce capteur semble être intéressant mais il est encombrant et sa bande passante n'est pas suffisamment large pour nos applications.

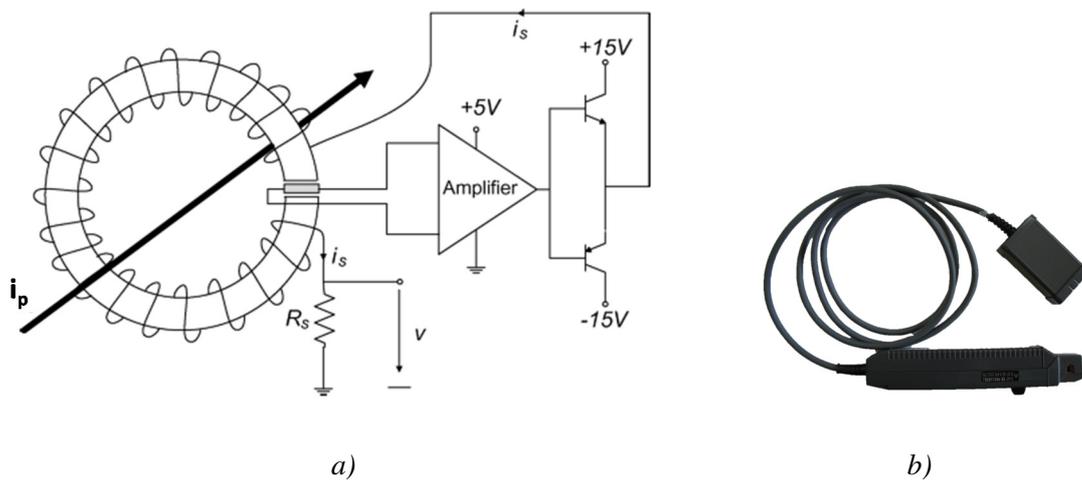


Figure 68: Capteur à effet de Hall : a) Schéma de principe d'un capteur à effet Hall [88], b) Pince ampèremétrique à effet Hall [89]

A.3 : Mesure par la bobine de Rogowski

La bobine de Rogowski appelée boucle de Rogowski est un transformateur à air dont le primaire est constitué d'un seul fil (figure 69). Son principe de fonctionnement peut être expliqué simplement par le théorème d'Ampère :

$$\oint H \cdot dl = \sum i_{mes} \Rightarrow H \cdot 2 \cdot \pi \cdot r + i_{mes} \Rightarrow H = \frac{i_{mes}}{2 \cdot \pi \cdot r} \quad (2.31)$$

Or la f.e.m aux bornes du circuit secondaire a pour expression :

$$e = \frac{N \cdot d\phi}{dt} = \frac{N \cdot S \cdot dB}{dt} = \frac{N \cdot S \cdot \mu_0 \cdot dH}{dt} \quad (2.32)$$

En introduisant l'expression de H dans la relation (2.33), on obtient :

$$e = \frac{N \cdot S \cdot \mu_0}{2 \cdot \pi \cdot r} \cdot \frac{di_{mes}}{dt} \quad (2.33)$$

Pour obtenir le courant mesuré, il suffit juste d'intégrer la relation (2.33) :

$$i_{mes} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{N \cdot S \cdot \mu_0} \cdot \int e \cdot dt \quad (2.34)$$

Avec : N le nombre de spires, μ_0 la perméabilité du vide, r et S le rayon et la section élémentaire de la boucle de Rogowski, H l'excitation magnétique, B le champ magnétique et e la f.e.m. aux bornes de la boucle.

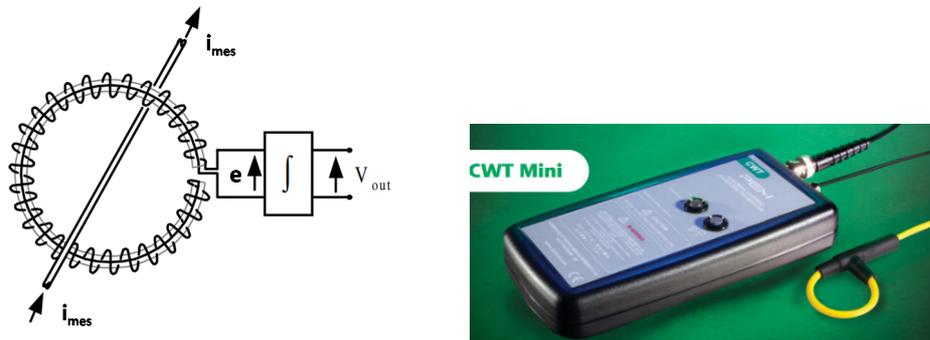


Figure 69: Bobine de Rogowski : Schéma de principe avec le conditionneur (à gauche) et (à droite) une sonde de Rogowski [90]

Les sondes de Rogowski sont limitées en bande passante. Celles qui sont commercialisées atteignent une dizaine de MHz [90]. Elles ne permettent pas de mesurer des courants DC et sont trop encombrantes (longueur de câble minimum 1 m) et par conséquent elles ne répondent pas aux exigences de notre cahier de charge.

A.4 : Mesure de courant par shunt

Un shunt de courant est une résistance « non inductive » généralement de faible valeur ohmique utilisé pour la mesure du courant. La méthode de mesure par shunt est la plus simple et la plus utilisée ([87] et [91]). Elle consiste à insérer la résistance dans le circuit à mesurer puis ensuite à relever la chute de tension à ses bornes. Connaissant cette chute de tension, on en déduit le courant le traversant par l'application de la loi d'Ohm ($u_{shunt} = R_{shunt} \cdot i$). Ce type de capteur permet de mesurer différentes formes du courant : courant alternatif (AC), courant continu (DC), courant composé (AC+DC), courant impulsionnel avec des amplitudes de quelques dizaines d'ampère dans une bande passante de l'ordre de GHz. Il est moins encombrant que les autres capteurs précédemment vus [92]. La méthode de mesure par shunt semble répondre aux critères de notre cahier des charges. Elle paraît simple mais exige au préalable une connaissance parfaite de la valeur du shunt et de sa mise en œuvre. Ces différents aspects seront abordés au paragraphe suivant.

Conclusion : Plusieurs méthodes de mesure ont été développées pour la mesure du courant. Parmi ces approches, certaines sont basées sur la loi d'induction de Faraday, ce sont les méthodes de mesure par TC et par la bobine de Rogowski, d'autres comme les méthodes de mesure par effet Hall, sur la détection du champ magnétique. D'autres encore sont fondées sur

la loi d'Ohm comme les shunts. Le tableau 3 compare la performance et les caractéristiques de ces capteurs de courant.

Tableau 3: Comparaison de la performance des capteurs de courant existant utilisés dans les applications de puissance ([85-87 ; 92-95])

Paramètres	Capteurs de courant			
	TC	Hall	Rogowski	Shunt
Coût	élevé	faible	faible	faible
Taille	moyenne	petite	petite	très petite
Bande passante (MHz)	0,05 kHz ~ 200	~120	~30	kHz ~ 2000
Plage de mesure	1 A ~500 A	mA ~ 30 A	30 A ~6 kA	mA ~ kA
Mesure du courant DC	Non	Oui	Non	Oui
Linéarité	Acceptable	Très bonne	Très bonne	Très bonne
Température de fonctionnement (° C)	-50 ~150	- 40 ~125	-40 ~125	-55 ~125
Technologie	Simple	Complexe	Simple	Simple

D'après l'étude faite sur l'influence de la bande passante sur les signaux mesurés (§ II.2.2.1), il en ressort que la bande passante est l'un des principaux critères de choix pour les appareils de mesures tels que l'oscilloscope, les sondes de courant, les sondes de tension,...

L'avantage des capteurs de courant magnétiques (TC, bobine de Rogowski, capteur à effet Hall) est la faible dissipation thermique [96]. Toutefois, ils sont en général limités en fréquence. La méthode de mesure par shunt reste la meilleure solution quand l'isolation galvanique n'est pas requise et qu'il s'agit de faire des mesures de courants de toutes formes (DC, AC, AC+DC, impulsion,...) à des fréquences élevées.

B. Méthode de mesure retenue

La méthode de mesure par shunt (ou résistance) est celle qui est retenue pour la suite de ces travaux. Cependant, deux problèmes se posent pour cette approche : Comportement inductif intrinsèque à la résistance et problème inductif lié à sa mise en œuvre.

B.1 : Caractère inductif de la résistance

Comme dans le cas d'un fil électrique, une résistance parcourue par un courant est une source de champ magnétique. Ce champ parasite peut être modélisé par une inductance en série avec la résistance (figure 70).

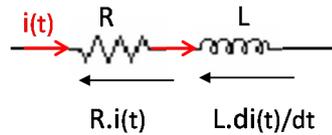


Figure 70: Modèle électrique RL d'une résistance

Pour des variations « lentes » du courant, la composante inductive de la tension aux bornes de la résistance peut être négligée. La tension mesurée aux bornes du shunt est donc le produit $R.i(t)$. Par contre, à des fréquences élevées et/ ou pour des variations rapide du courant ($di(t)/dt$), son influence sur la tension mesurée n'est plus négligeable. Ainsi, la chute de tension aux bornes de la résistance correspond à :

$$u_{R(t)} = R \cdot i(t) + l \frac{di(t)}{dt} \quad (2.35)$$

La solution à ce problème intrinsèque est de se procurer d'une résistance non-inductive (très faible valeur de L).

B.2 : Problème inductif lié à sa mise en œuvre

La manière de relever la tension aux bornes de la résistance (shunt) afin d'en déduire le courant la traversant engendre des effets inductifs. Ceci est illustré dans la figure 71-a : le fil de masse et la tête de la sonde forme une surface fermée. Les variations du courant traversant la résistance vont créer un champ magnétique variable donc un flux variable à travers cette surface. Par la loi de Lenz, ce flux induit une f.e.m égale à $d\phi(t)/dt$ et donc une composante inductive $[(d\phi(t)/di) \cdot (di/dt)]$. La tension mesurée par la sonde est $R.i(t) + L.di(t)/dt$. De fortes variations du courant entraînent une forte valeur de la composante inductive.

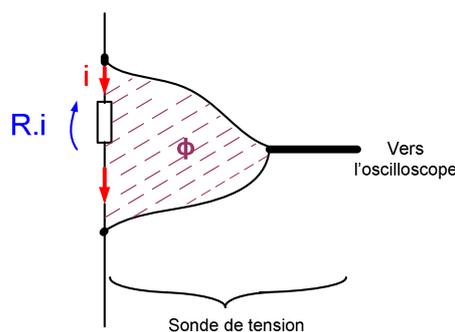


Figure 71: Schéma de mesure du courant à l'aide d'une résistance

En considérant les deux effets inductifs (effet de la résistance et celui dû à sa mise en œuvre), le circuit équivalent du schéma de mesure (figure 72 à gauche) est donné à la figure 72 (à

droite). Finalement, la tension relevée aux bornes de la résistance est la somme de trois termes $R \cdot i(t)$, $L \cdot di(t)/dt$ et $d\phi(t)/dt$.

$$U_{Rmes} = R \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + L \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (2.36)$$

Avec : $d\phi/dt$, la f.e.m induite par le flux ϕ à travers la surface formée par la boucle de mesure.

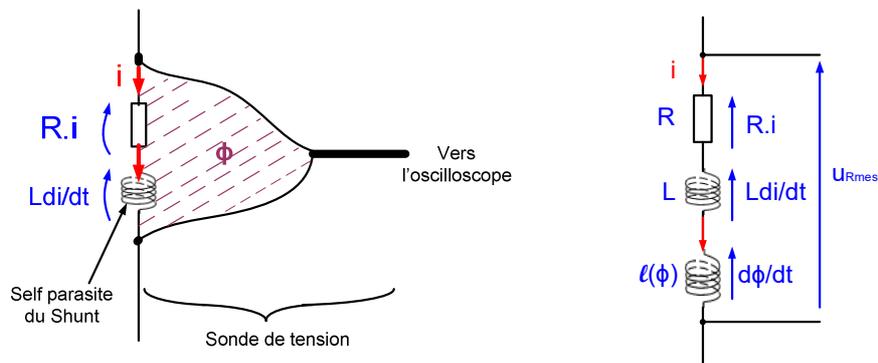


Figure 72: Schéma de mesure du courant par la résistance et son circuit équivalent

Ainsi, dans le but de relever le courant du composant sous test tout en minimisant l'inductance propre du shunt et la f.e.m de la boucle, un shunt dit aselfique a été réalisé.

B.3 : Shunt aselfique réalisé

Classiquement les shunts aselfiques commerciaux présentent une résistance très faible (de quelques $m\Omega$ à $100 m\Omega$). Il est dans notre cas judicieux d'utiliser un shunt de plus forte valeur (1Ω par exemple) afin de minimiser l'influence du terme $L \cdot di(t)/dt$ devant le terme $R \cdot i(t)$. Ainsi, nous avons fabriqué un shunt. Ce shunt est constitué des dix résistances à couche métallique de valeurs $10 \pm 1\% \Omega$, $1/4 W$ et $250 V$. La résistance à couche métallique est choisie parce qu'elle présente une meilleure performance (stabilité en température, précision et fiabilité) par rapport aux autres types [97]. Les dix résistances sont mises en parallèle comme montré dans la figure 73-a. Cette configuration permet de réduire d'un facteur dix la valeur équivalente de l'inductance propre au shunt. Le terme $d\phi(t)/dt$ est minimisé en faisant sortir de l'intérieur de la cage cylindrique du shunt le câble coaxial (figure 73-a). Il convient de noter que théoriquement le champ magnétique à l'intérieur de la cage est nul (théorème d'Ampère).

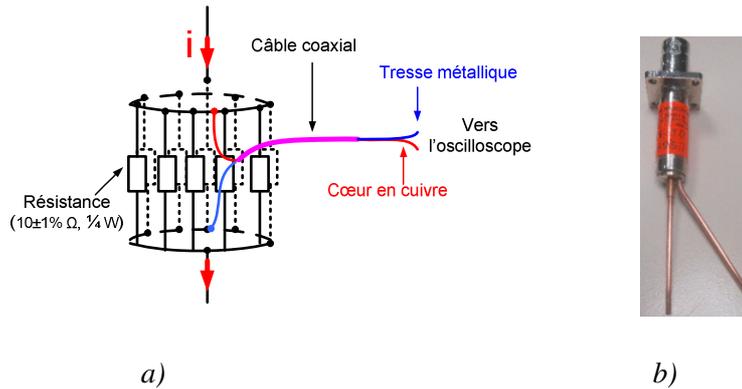


Figure 73: Shunts : a) Shunt réalisé, b) Shunt coaxial : SDN-10-2 GHz [92]

Il est intéressant de comparer la performance de ce shunt avec celle des shunts commerciaux notamment ceux présentant une large bande passante. A titre d'exemple la comparaison est faite avec le shunt SDN-10-2 GHz (figure 73-b) de la société T&M Research Products Inc. Ce shunt a une résistance 100 mΩ et une bande passante de 2 GHz. Dans le but d'effectuer la caractérisation temporelle dans les mêmes conditions, les deux shunts (shunt fabriqué noté shunt 1 et shunt SDN-10 noté shunt 2) sont insérés en série avec l'inductance (figure 74). Après la mesure du courant $i_{1(t)}$ avec le shunt 1, les positions de deux shunts sont permutées pour la mesure du courant $i_{2(t)}$.

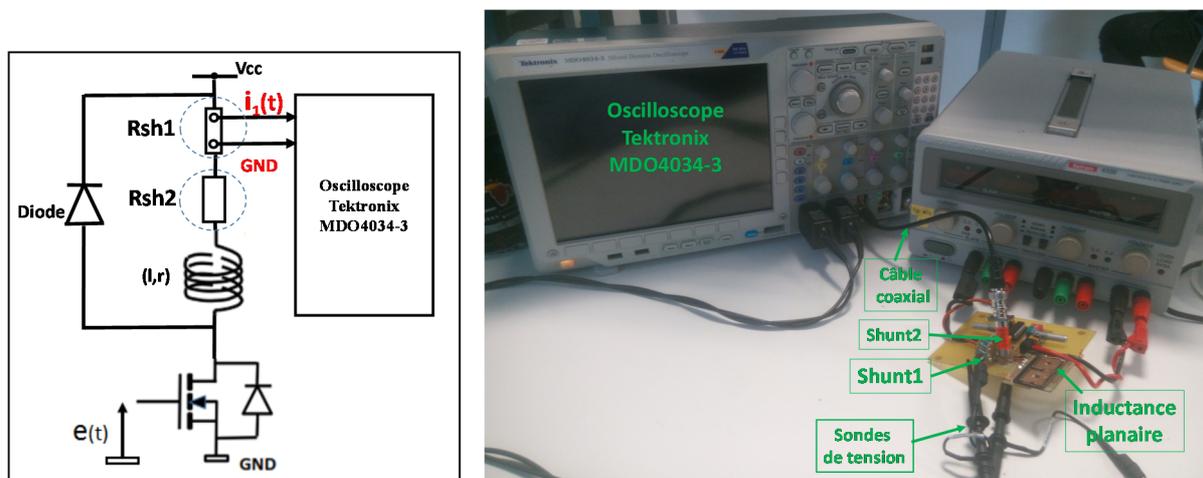
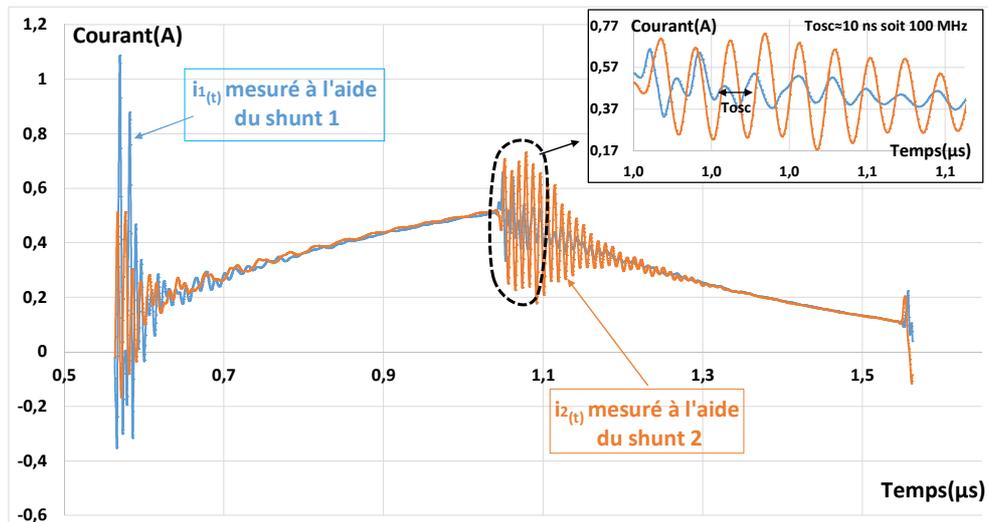


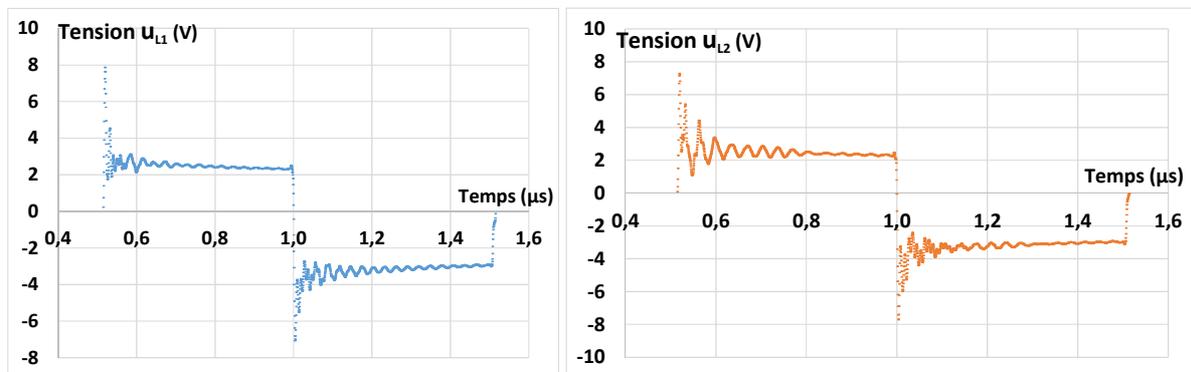
Figure 74: Banc de comparaison des deux shunts de courant

Les résultats de mesures effectuées à 1 MHz sont présentés à la figure 75. Sur les deux courants mesurés ($i_{1(t)}$ et $i_{2(t)}$), on observe juste après les temps de commutation du MOSFET des oscillations : à la fermeture de l'interrupteur (MOSFET), le courant mesuré par le shunt 1 c'est-à-dire le shunt fabriqué présente des deux grands pics dus à la surtension aux bornes de l'inductance. Les deux courants oscillent à cause des inductances et des capacités parasites présents dans le dispositif de mesure (circuit test, sondes et oscilloscope). Ces oscillations sont

importantes avec des fortes amplitudes sur le courant mesuré par le shunt 2 pendant la phase de roue libre (Phase où le MOSFET est bloqué). De manière globale, le courant mesuré à l'aide du shunt commercial (shunt 2) présente plus des oscillations (La bande passante des oscillations élevées est environ 100 MHz). On peut déduire que le commercial présente plus des capacités parasites que le shunt fabriqué peut-être à cause de sa forme massive.



a) Courants mesurés par les deux shunts



b) Tensions relevées aux bornes de l'inductance dans les deux cas de mesure

Figure 75: Comparaison expérimentale entre le shunt fabriqué et le shunt commercial SDN-10

Le fait qu'on ait plus des oscillations sur le courant mesuré à l'aide du shunt commercial shunt 2 (oscillations d'amplitude non négligeable et d'une durée d'environ $0,3 \mu\text{s}$ sur la partie descendante du courant) peut s'expliquer essentiellement par le fait que le shunt 2 présente un peu plus des inductances et capacités parasites à cause sa forme massive.

Conclusion : Les shunts alsélfiques commerciaux généralement utilisés pour la mesure des courants rapides présentent une large bande passante (de l'ordre de GHz). Ces shunts

présentent en général de faibles valeurs Ohmiques (R_{DC} de quelques $m\Omega$ à $100 m\Omega$). A des fréquences de fonctionnement élevées, la résistance de ce type de shunt peut être différente de R_{DC} à cause des effets de peau et de proximité. Il est donc nécessaire d'avoir un shunt aselfique avec forte valeur Ohmique (par exemple 1Ω). Le shunt aselfique fabriqué de valeur Ohmique 1Ω permet de mesurer des courants avec moins d'oscillations que le shunt alsefique SDN-10 de T&M Research Products Inc.

II.2.2.4 : Numérisation des données : Oscilloscope

Avant d'aborder le traitement des bruits pendant l'acquisition des données à l'oscilloscope, nous décrivons brièvement l'oscilloscope numérique. La figure 76 présente le schéma fonctionnel simplifié d'un oscilloscope numérique mono-voie : le signal dont on souhaite effectuer l'acquisition est tout d'abord appliqué à un étage d'entrée analogique de l'oscilloscope. Ce signal est ensuite échantillonné puis converti en données numériques via un Convertisseur Analogique Numérique (CAN). Le résultat de la conversion (mot de n bits) est provisoirement stocké dans un registre tampon avant d'être transféré dans la mémoire de l'oscilloscope. Le premier échantillon (le premier mot) est rangé à l'adresse 0 de la mémoire, le second à l'adresse 1 et ainsi de suite. Le signal est ensuite reconstitué avant d'être affiché sur l'écran.

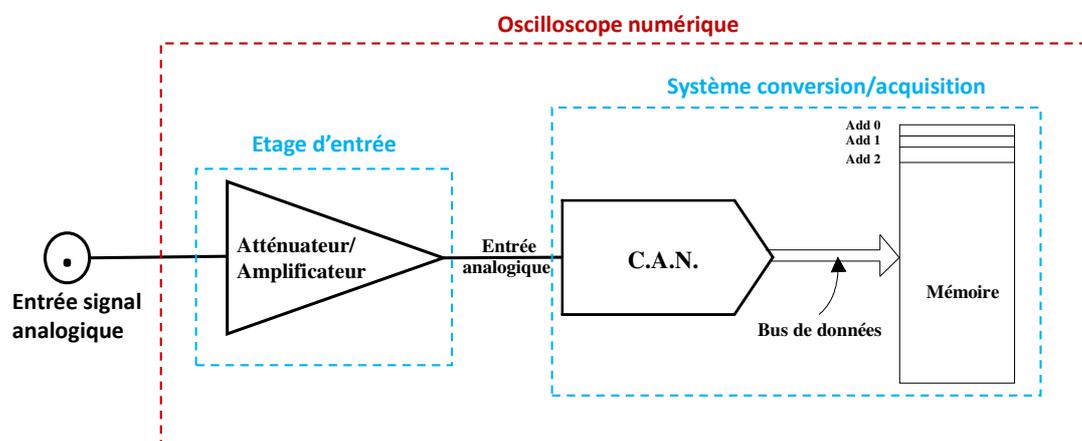


Figure 76: Schéma fonctionnel simplifié d'un oscilloscope numérique

Il est important de noter que l'étage d'entrée analogique atténue, amplifie et filtre le signal avant qu'il ne soit converti. La bande passante du filtre à l'entrée (filtre passe bas) doit être suffisamment grande au risque de modifier fortement les temps de montée et de descente du signal acquis (§ II.2.2.1).

Une autre chose à noter est la qualité du signal converti. Elle dépend de la fréquence d'échantillonnage et de la résolution (nombre de bits) du CAN :

- plus l'oscilloscope échantillonne rapidement, plus la résolution est élevée et plus on a des détails sur l'onde acquise ;
- en ce qui est du nombre de bits du CAN, il faut noter que plus le nombre de bits n'est élevé, meilleure sera la définition du signal converti. Par exemple pour un CAN de 4 bits, on aura $2^4=16$ niveaux de quantification. Ces niveaux seront vus à l'écran comme une marche d'escalier (figure 77-a). Par contre, si le CAN est de 12 bits, on aura plus de niveaux de quantification ($2^{12} = 4096$) ce qui permet une bonne définition du signal (figure 77-b).

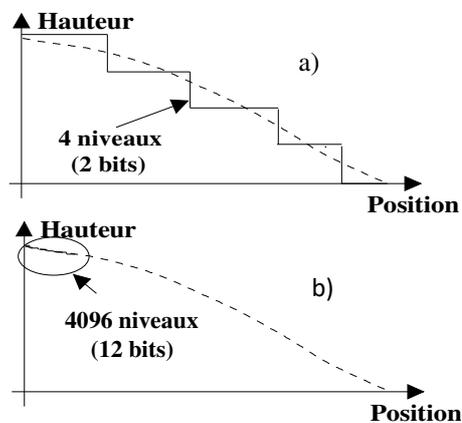


Figure 77: Illustration du problème de résolution verticale

Les signaux électriques analogiques mesurés sur une carte électronique sont souvent bruités. Ces bruits aléatoires proviennent généralement des perturbations électromagnétiques. La mauvaise conception (des fils de masse, des chemins de courant et des pistes sur le circuit imprimé trop longs, mauvais choix des composants,...) et l'échantillonnage peuvent également être à l'origine de ces bruits. Pour une précision des mesures, il est important de les réduire voire de les supprimer au moment de l'acquisition des données. Il existe plusieurs techniques de réduction. Celles qui sont fréquemment utilisées sont : le mode moyennage (ou le moyennage par capture successif des signaux répétitifs) et le mode haute résolution (ou le moyennage de points de mesure consécutifs).

A. Le mode moyennage

C'est le mode d'acquisition le plus utilisé pour la réduction des bruits aléatoires des signaux. Il fonctionne en sommant un nombre donné d'acquisitions successives des signaux répétitifs et calcule la moyenne de ces signaux. Il est appliqué seulement aux signaux

périodiques et stables. Le nombre d’acquisitions successives est défini au préalable par l’utilisateur. Selon le type d’oscilloscope, il est compris entre 2 et 16383 ([98] et [99]). Le principe du mode moyennage multi-ondes est illustré par la figure 78 pour un nombre d’acquisitions successives égale à 3.

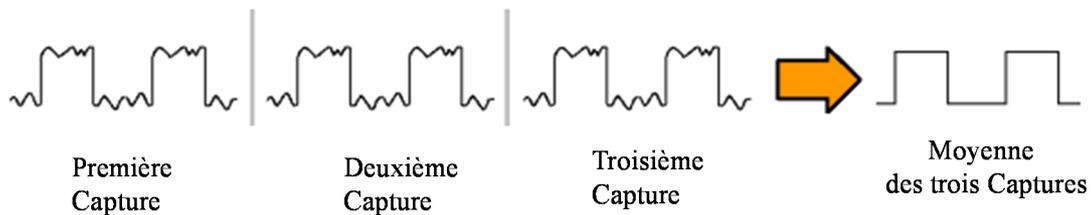


Figure 78: Principe du mode moyennage

L’acquisition d’un signal en mode moyennage permet de réduire les bruits non corrélés au signal utile sans une perte de la bande passante analogique de l’oscilloscope. Elle permet en outre d’améliorer le rapport signal sur bruit d’un facteur \sqrt{N} avec N , le nombre des signaux capturés pour le moyennage [100]. Par exemple, si le moyennage se fait sur 100 acquisitions successives, le rapport signal sur bruit est amélioré d’un facteur 10. Par ailleurs, le moyennage sur un nombre élevé de captures pourrait augmenter le temps de calcul et consommer plus d’espace mémoire de l’oscilloscope.

B. Mode Haute Résolution

Le mode d’acquisition Haute Résolution est connu aussi sous le nom de filtrage par moyenne mobile. C’est une autre forme de moyennage. Il est basé sur un moyennage des points consécutifs d’une acquisition. Ce mode de moyennage est applicable sur des signaux répétitifs et non répétitifs. La figure 79 illustre son principe.



Figure 79: Principe de moyennage en mode à haute résolution

Dans les travaux de Jiang [101] et Bogdanoff [102], il est indiqué que ce mode de moyennage permet de réduire les bruits aléatoires et d’améliorer la résolution verticale² du signal.

² La résolution verticale est mesurée en bits.

Cependant, il peut réduire la bande passante de l'oscilloscope si le nombre de points moyennés est élevé. Charles Bishop [103] a confirmé cette réduction par une étude fréquentielle du gain. Les résultats de cette étude sont présentés à la figure 80 pour une fréquence d'échantillonnage de 1GS/s. Ces résultats montrent que la bande passante (à -3dB) pour le moyennage sur 256 points est 4 fois plus petite que celle du moyennage sur 64 points. La relation d'approximation liant la bande passante de l'oscilloscope au nombre de points moyennés est donnée par la relation (2.37) [103] :

$$BP_{-3dB} = \frac{0,433.s}{M} \quad (2.37)$$

Où : s et M sont respectivement la fréquence d'échantillonnage et le nombre des points moyennés.

Le moyennage sur plusieurs points est meilleur (supprime de bruits et améliore la résolution) mais réduit la bande passante. Il est par conséquent adapté aux signaux lents, c'est-à-dire basse fréquence.

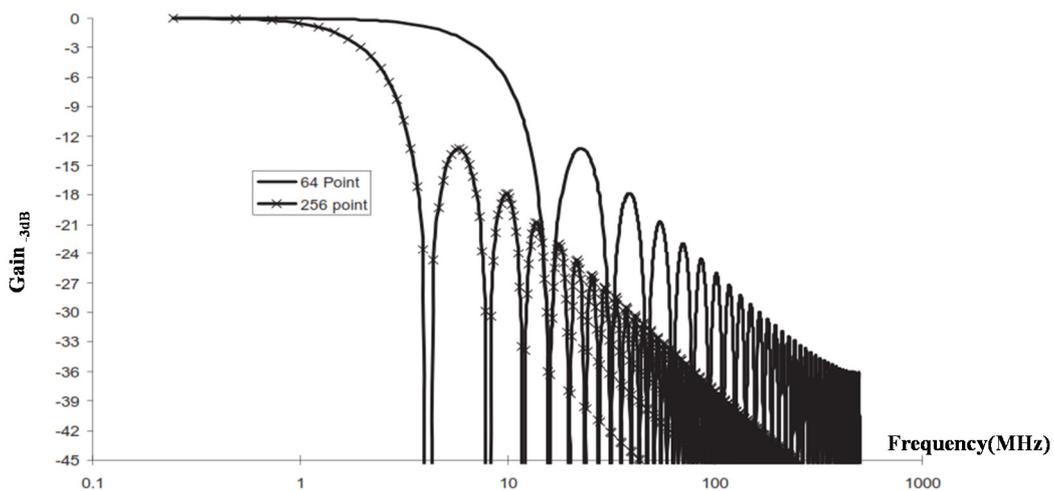


Figure 80: Bande passante du filtre de moyennage par échantillons consécutifs [103]

Dans les travaux de Schwander [104], le mode Haute Résolution est utilisé pour réduire les bruits de mesure des cycles d'hystérésis d'un matériau magnétique en basse fréquence (100 kHz). Les résultats sont présentés à la figure 81 pour un moyennage sur 1000 points avec l'oscilloscope TDS7154 -1,5Ghz -20GS/s.

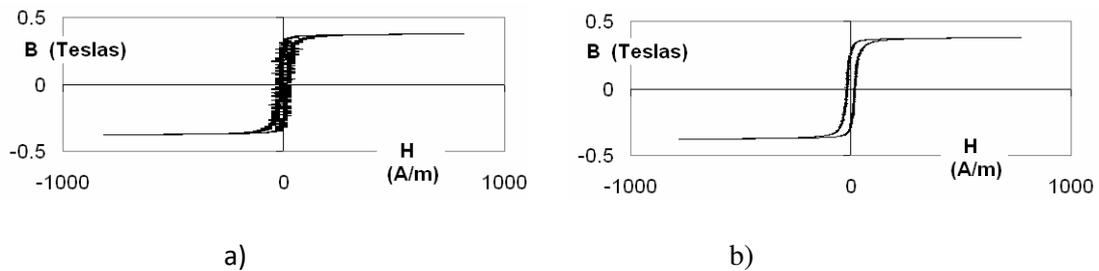


Figure 81: Cycle d'hystérésis du noyau magnétique OH40907TC obtenus : a) sans moyennage, b) avec moyennage pour 1000 échantillons

Conclusion : *Le mode moyennage en Haute Résolution permet de réduire les bruits aléatoires des signaux (périodiques et apériodiques) tout en améliorant la résolution du signal. Cependant, elle réduit la bande passante d'acquisition de l'oscilloscope. Les meilleurs résultats fournis par ce mode de moyennage sont en basse fréquence. Par contre, le mode de moyennage par captures successifs des ondes répétitives ne modifie pas la bande passante. Il est préférable au mode moyennage en Haute Résolution quant-il s'agit de réduire des bruits aléatoires des signaux répétitifs et stables. C'est ce mode d'acquisition qui a été retenu pour la suite de nos travaux.*

II.3 : CONCLUSION

Chercher une méthode de caractérisation des composants magnétiques planaires dans les conditions réelles d'utilisation avec des formes d'ondes convenables est l'objectif principal de ce chapitre. A cet effet, un état de l'art sur les techniques de caractérisation des inductances a été fait. Cette revue de la littérature montre qu'ils existent plusieurs méthodes de caractérisation. Certaines sont utilisées **en haute fréquence tels que les méthodes de caractérisation petits signaux en régime sinus et les méthodes de mesure à la résonance**. Le principal inconvénient de ces méthodes est qu'elles présentent des formes d'ondes qui ne correspondent pas aux conditions de fonctionnement. Par ailleurs, **les méthodes de mesure avec de grands signaux non sinus utilisées en basses fréquences** présentent bien des formes d'ondes des convertisseurs DC-DC sauf que dans ces méthodes, différents auteurs [59-61], calculent la valeur moyenne de l'inductance et s'intéressent aux pertes totales. **Une autre méthode mesure en basse fréquence** avec des formes d'ondes non sinus de forte amplitude a été développée par Hiroyuki Kosai [62], Seiji Iyasu [63] et Yoshihiro Miwa [64]. Cette approche permet de séparer les pertes mais exige une modification du CST ce qui n'est pas possible avec les composants planaires. **La méthode calorimétrique** ne modifie pas le composant. Mais, elle ne permet pas de séparer les pertes (évaluation exclusive des pertes

totales du composant) et sa mise en œuvre est complexe et exige des temps longs pour la mesure. Les mesures sont peu précises pour les mesures des faibles pertes.

Aucune des méthodes énumérées ne permet d'obtenir l'ensemble des paramètres (inductance, niveau de saturation, pertes fer, pertes cuivre...) du composant planaire destiné aux applications de puissance notamment aux alimentations à découpage. Une nouvelle méthode temporelle qui répond à ces exigences a été proposée dans ce chapitre. La méthode est basée sur le relevé de la caractéristique $\varphi(i)$ du composant. Avec cette méthode, il est possible de déterminer le niveau de saturation, la valeur de l'inductance selon le point de fonctionnement, les différentes pertes,... En outre, il faut préciser que cette méthode est adaptée à n'importe quelle forme d'onde (de l'Electronique de Puissance) et aux différentes formes des composants magnétiques. Sa mise en œuvre exige l'acquisition du courant $i(t)$ et de la tension $u(t)$ aux bornes du CST avec des appareils performants. En effet, l'accès à ces deux grandeurs peut se faire de plusieurs manières. A cet effet, un état de l'art a été aussi fait sur les principales techniques de mesure des grandeurs $i(t)$ et $u(t)$. Selon les critères de performance, de coût et d'encombrement, la mesure de la tension par une sonde passive et la méthode de mesure du courant par un shunt aselfique ont été retenues. L'oscilloscope MDO 4034-3(350 MHz/ 2,5GS/s) est utilisé pour l'enregistrement numérique de $i(t)$ et de $u(t)$. Pour plus de précision des données de mesure, l'acquisition sera faite en mode moyennage afin de réduire au maximum les éventuels bruits aléatoires sur ces grandeurs.

CHAPITRE III :

COMPOSANTS PLANAIRES-

REALISATION

SOMMAIRE DU CHAPITRE III

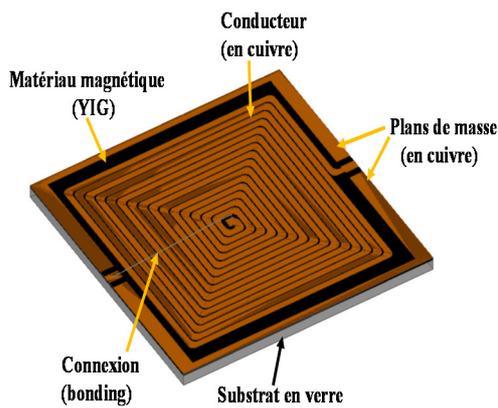
CHAPITRE III : COMPOSANTS PLANAIRES-REALISATION	95
III.1 : REALISATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE INTEGREE A UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE.....	96
III.1.1 : Préparation des substrats	96
III.1.1.1 : Collage – Sciage.....	96
III.1.1.2 : Rodage.....	97
III.1.1.3 : Polissage - Mesure de la rugosité.....	98
III.1.2 : Réalisation de la spirale (couche conductrice).....	99
III.1.2.1 : Elaboration des couches de cuivre par pulvérisation cathodique RF.....	99
III.1.2.2 : Etapes de photolithographie	102
III.1.3 : Protection de la couche conductrice réalisée	106
III.1.3.1 : Etamage.....	106
III.1.3.2 : Dorure galvanique	106
III.1.4 : Réalisation du bonding.....	107
III.1.5 Bilan	107
III.2 : PRESENTATION DES DISPOSITIFS REALISES ET CARACTERISES.....	109
III.3 : CONCLUSION	110

CHAPITRE III : COMPOSANTS PLANAIRES-REALISATION

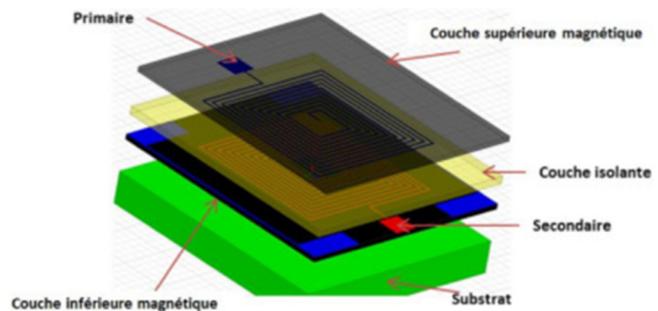
Au laboratoire Hubert Curien (LabHC) plusieurs types des composants planaires sont réalisés pour des applications de puissance fonctionnant à des fréquences élevées. On distingue des inductances à air, à une couche et deux couches de matériau magnétique, des transformateurs entrelacés et « face to face ». La figure 82 présente quelques exemples de composants passifs fabriqués au laboratoire. Ces composants sont réalisés par des techniques de la micro-technologie. Une technologie qui permet de réaliser de manière simultanée plusieurs composants de même structure (voir figure 134 à l'annexe II). Elle intègre le matériau magnétique et permet d'obtenir un rapport inductance/surface élevé [105]. Le choix du ferrite Grenat d'Yttrium et de Fer (YIG) généralement utilisé au laboratoire se justifie par ses bonnes performances (perméabilité « élevée » de l'ordre de 45, forte résistivité $10^8 \Omega.m$, température de Curie élevée de l'ordre de 550 °K) mais également par une bonne maîtrise de ses caractéristiques grâce aux différentes études menées au sein du laboratoire : [106]-[109]. Il convient de noter que récemment pour des études en basses fréquences le matériau 3C90 de Ferroxcube [110] a été utilisé pour la fabrication des inductances planaires.

Le présent chapitre décrit les étapes technologiques mise en œuvre pour l'obtention de ces composants notamment les inductances planaires à une couche de matériau magnétique (figure 3.1-a). Il convient de noter qu'avant les étapes technologiques permettant d'obtenir le composant réel, la structure du composant est simulée à l'aide du logiciel HFSS. Les étapes technologiques des inductances varient suivant la structure. Celles qui permettent d'obtenir les inductances à une couche sont : les techniques de micro-usinage du substrat (sciage-rodage-polissage), les techniques de dépôt sous vide, les procédés de photolithographie, les techniques de dépôt électrolytique et la soudure aux ultrasons de fil de connexion (bonding).

Le chapitre est scindé en deux grandes parties dont la première décrit les étapes de réalisation d'une inductance planaire intégrée à une couche de ferrite (figure 82-a). La seconde qui précède la conclusion présente les différents composants réalisés puis caractérisés dont les résultats sont montrés chapitre quatre.



a) Inductance à une couche de YIG



b) Transformateur « face to face »

Figure 82: Exemple des composants planaires réalisés au laboratoire LabHC

III.1 : REALISATION D'UNE INDUCTANCE PLANAIRE INTEGREE A UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE

Les inductances à une couche de matériau magnétique réalisées au laboratoire sont constituées d'un bobinage de cuivre et d'un substrat de ferrite (YIG ou 3C90) collé sur un verre (figure 82-a). L'avantage de réaliser ce type de structure est d'abord d'augmenter la valeur d'inductance d'un facteur deux (pour des épaisseurs suffisantes de matériau magnétique) par rapport à une inductance sans matériau magnétique [111]. Ensuite, cette inductance pourra servir de base pour la réalisation d'inductance double couche de matériau magnétique et de transformateur.

Les étapes technologiques des inductances planaires à une couche passent tout d'abord par une mise en forme des substrats (ferrite collé sur verre) suivie de la réalisation de la spirale.

III.1.1 : Préparation des substrats

Ces composants planaires sont réalisés sur substrat de verre. Ce substrat sert de support mécanique facilitant la manipulation du composant pendant et après sa fabrication. La figure 82-a présente une inductance planaire à une couche de matériau magnétique de YIG. Ce ferrite fourni par la société Temex CERAMICS, était initialement de forme plane et carrée, de côté 50 mm et d'une épaisseur de 1 mm. Grâce aux techniques de micro-usinages (sciage, rodage et polissage), ces dimensions seront adaptées.

III.1.1.1 : Collage – Sciage

Avant de scier la plaquette de YIG afin d'obtenir les dimensions imposées par les portes substrats de la rodeuse (60 mm x 45 mm) puis celles exigées par les portes-substrats de la polisseuse (30 mm x 45 mm), le substrat de YIG est collé sur un verre d'épaisseur 1,5 mm lui

permettant d'avoir une rigidité mécanique suffisante pendant sa manipulation. La colle utilisée est la colle « Geofix ». La figure 83 montre le substrat de YIG collé sur le verre avec les dimensions adaptées et la scie de précision utilisée au LabHC.

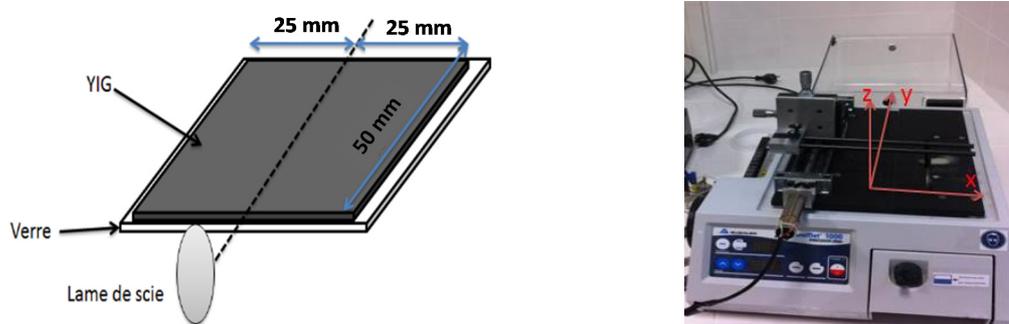


Figure 83: Plaquette de YIG collée sur un verre prête au sciage (à gauche) et Scie du LabHC (à droite)

III.1.1.2 : Rodage

Le rodage est un procédé mécanique très utilisé dans les processus de micro-usinage pour réduire les épaisseurs des substrats. La rodeuse utilisée pour réduire les épaisseurs des ferrites est celle du Laboratoire Magmas et Volcans de Saint Etienne (figure 84). Elle est constituée essentiellement d'un porte - substrat et d'un plateau rainuré tournant. Pour réaliser un rodage de qualité (obtenir l'épaisseur voulue avec une bonne planéité), un liquide abrasif est injecté goutte à goutte à l'aide d'une pompe sur le plateau tournant pendant l'opération. Cet abrasif est constitué de micro-billes de carbure de silicium (diamètre 9 μm) en suspension dans l'eau. La vitesse de la machine, le temps de rodage et l'épaisseur du ferrite sont contrôlables. Les épaisseurs du YIG généralement réalisées avec cette machine pour les inductances planaires varient de 50 à 500 μm . Pour nos échantillons réalisés et caractérisés (figures 93-c et 93-d), elle est à 1 mm.

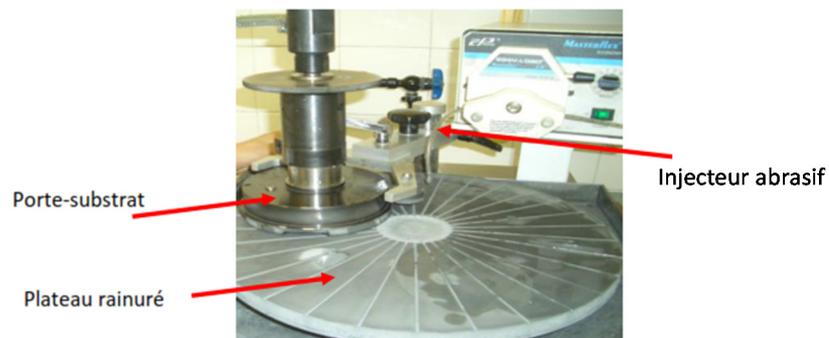


Figure 84: Rodeuse automatique du Laboratoire Magmas et Volcans

III.1.1.3 : Polissage - Mesure de la rugosité

Le substrat de ferrite (YIG) ainsi rodé présente généralement une rugosité très élevée, comprise entre 200 et 500 nm. Cette valeur ne favorise pas une bonne gravure du conducteur [111]. En effet, pendant la gravure humide, la solution gravante (dans notre cas le perchlorure de fer) pénètre à travers les rugosités en dessous du cuivre conduisant ainsi à une mauvaise définition des motifs gravés. La rugosité permettant d'obtenir une gravure de qualité doit être inférieure à 100 nm [111]. Par conséquent, un polissage est nécessaire. Une polisseuse automatique (figure 85) est utilisée pour réduire la rugosité du ferrite rodé. Le substrat du ferrite est placé sur un porte-substrat qui est accroché au plateau supérieur de l'appareil. Par un mouvement vertical, le substrat est mis en contact avec le disque de polissage portant un tapis de 1/4 μm sur lequel est pulvérisé un liquide abrasif diamanté (diamètre 250 nm) comme dans le cas de la rodeuse. Les travaux ([112] et [113]) réalisés au laboratoire rapportent que la qualité du polissage dépend essentiellement des paramètres suivants :

- une faible pression des deux plateaux (inférieur et supérieur) exercée sur le substrat : repère 5 sur l'équipement utilisé ;
- une vitesse du plateau inférieur estimée à 70 tr/min ;
- une durée d'opération estimée autour de 20 min (pour le cas du YIG).

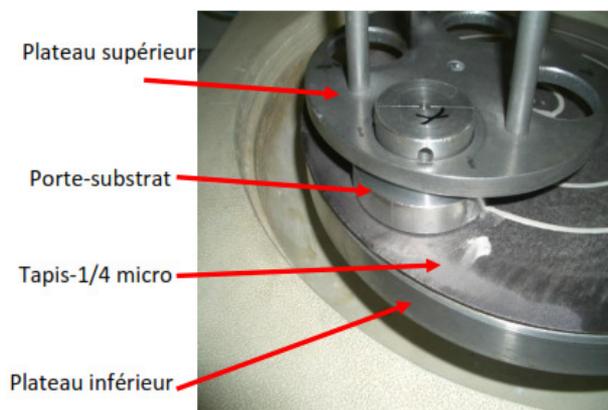


Figure 85: Polisseuse automatique



Figure 86: Profilomètre

La rugosité du YIG est contrôlée par un profilomètre (figure 86). Cet appareil est doté d'une pointe en diamant de 2 μm de diamètre minimal. Il opère par une mise en contact physique entre la pointe diamantée et la surface à étudier. La pointe est connectée à un capteur de position permettant de mesurer l'altitude (position Z) lorsqu'elle balaye horizontalement (suivant l'axe des X) la surface du ferrite. Ceci permet d'établir le profil $Z=f(X)$ de la surface.

La rugosité est calculée automatiquement à partir de ces données par une moyenne arithmétique.

Le travail à effectuer après la préparation du substrat de ferrite concerne la réalisation de la couche conductrice, sa protection et la connexion de ses deux plots (central et extérieur).

III.1.2 : Réalisation de la spirale (couche conductrice)

La spirale est réalisée simultanément avec les plans de masse (figure 82-a) par un dépôt sous vide d'une couche de cuivre sur ferrite suivi des étapes de photolithographie. Ensuite, pour relier le plot central au plot extérieur de la spirale, un conducteur en Aluminium ou en Or appelé bonding est soudé par ultrasons. Les plans de masse sont réalisés pour les mesures à quatre points. Les trois étapes de réalisation (dépôt du cuivre – photolithographie – pose du fil de bonding) de la spirale seront détaillées dans les paragraphes suivants.

III.1.2.1 : *Elaboration des couches de cuivre par pulvérisation cathodique RF*

Classiquement l'élaboration des couches minces se fait par dépôt sous vide. Il existe dans la littérature plusieurs techniques de dépôt sous vide. La technique par pulvérisation cathodique RF est utilisée au LabHC à cause de la disponibilité du matériel et de la « facilité » de sa mise en œuvre. La machine de dépôt utilisée est présentée à la figure 87.

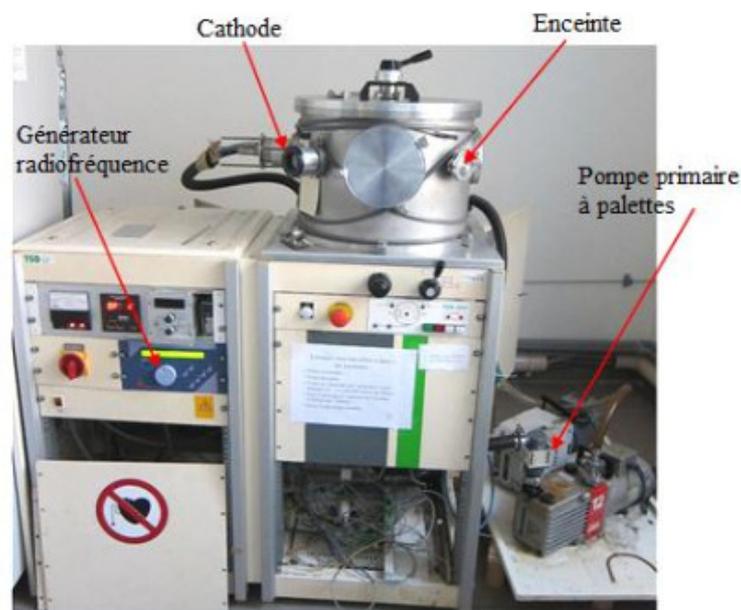


Figure 87 : Bâti de pulvérisation cathodique radiofréquence TDS 350 du LabHC

Il convient de noter que cette approche exige un temps de dépôt assez long pour les couches épaisses (par exemple 3 heures pour 30 μm de cuivre). Toutefois, elle présente de nombreux avantages [112] :

- la possibilité de déposer différents matériaux ayant des points de fusion très hauts ;
- la composition de la couche déposée est proche de celle du matériau utilisé comme cible (matériau à déposer) ;
- l'amélioration de l'adhérence par élimination des impuretés dans l'enceinte de dépôt.
- l'homogénéité de la qualité de la couche déposée.

A. Principe du dépôt par pulvérisation cathodique

Le schéma résumant le principe par pulvérisation cathodique est celui montré à la figure 88. Au travers de ce schéma, on distingue trois principaux éléments :

- deux électrodes (anode et cathode) ;
- une injection d'atomes d'Argon ;
- un générateur RF alimentant l'une des électrodes (cathode).

Parmi les deux électrodes, l'anode porte le substrat sur lequel on veut déposer la couche mince et la cathode porteur de la cible.

L'Argon est généralement utilisé comme gaz neutre dans ce processus en raison de son inertie chimique et sa masse atomique relativement élevée ([114]-[116]).

Le générateur radiofréquence (RF) permet de générer un champ électrique alternatif à haute fréquence (13,56 MHz).

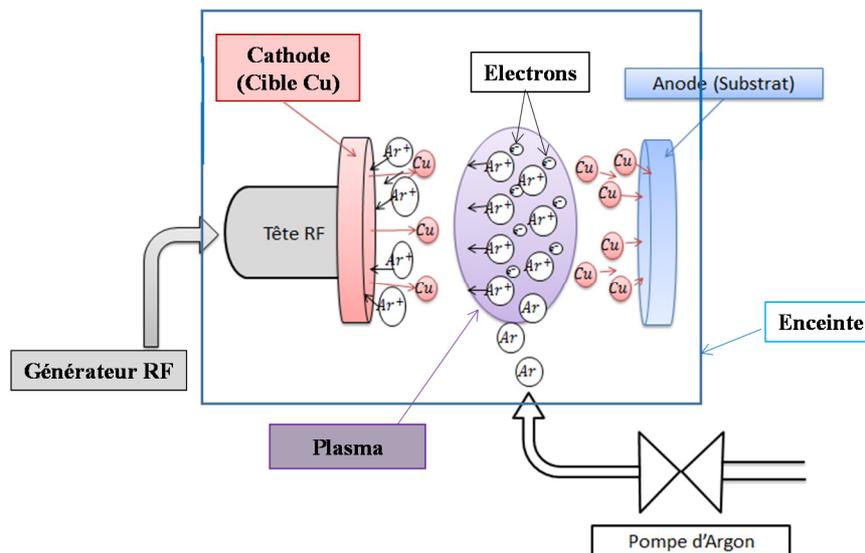


Figure 88: Principe de la pulvérisation cathodique radiofréquence [112].

Le principe de dépôt est basé sur le transfert de la quantité de mouvement des ions d'Argon. L'alimentation de la cible par un champ électrique alternatif à haute fréquence crée un plasma

constitué des ions d'argon et des électrons. Etant donné que la cible est polarisée négativement, elle attire les ions Ar^+ . Ces derniers grâce à leur énergie cinétique, viennent frapper la cible (Cu) et arrachent des atomes de Cu et des électrons, ces électrons pourront à nouveau ioniser les atomes d'argon et le cycle recommence. Les atomes de Cu éjectés arrivent sur le substrat placé à quelques centimètres de la cible avec une certaine énergie leur permettant d'adhérer au substrat. Ainsi, par condensation, la couche de Cu se forme sur le substrat.

La qualité du dépôt exige essentiellement une bonne préparation du substrat et le réglage de certains paramètres dépôt.

B. Nettoyage des substrats

La surface du substrat peut avoir des résidus et des impuretés dus à l'usinage, à la manipulation et à l'environnement, et donc il faut les éliminer avant le dépôt. Ces « impuretés » contribuent à la dégradation de la qualité du dépôt (mauvaise adhérence et craquelure de la couche de cuivre). Par conséquent, mettre au propre les substrats avant le dépôt est impératif si l'on veut obtenir une bonne adhérence. Le protocole élaboré pour le nettoyage des substrats est structuré comme suit :

- nettoyage aux ultrasons dans l'acétone pendant 10 min ;
- nettoyage aux ultrasons dans l'éthanol pendant 10 min ;
- rinçage à l'eau déionisée ;
- et enfin, séchage du substrat par un flux d'azote.

C. Les paramètres de dépôt

Certains paramètres de dépôt jouent également un rôle important sur la qualité de dépôt (adhérence). Par conséquent, ils doivent être bien réglés. Ce sont : la pression de l'enceinte, la puissance du générateur d'alimentation, le débit d'Argon injecté et la distance entre la cible et le substrat. Les valeurs consignées de ces grandeurs seront données dans les pages suivantes [105].

- **Pression de l'enceinte** : une pression doit être atteinte dans l'enceinte (inférieure à $5 \cdot 10^{-6}$ mbar) avant l'injection des atomes d'argon. Pour atteindre cette valeur, deux pompes sont utilisées : une à palettes permet de réaliser le vide jusqu'à une pression de 10^{-3} mbar et une autre de type turbomoléculaire qui prend le relais jusqu'à 10^{-7} mbar. La pression admissible pour le dépôt de cuivre doit être inférieure à $5 \cdot 10^{-6}$ mbar.
- **Puissance du générateur** : L'application d'une différence de potentiel alternative avec

une puissance de 300 W entre les deux électrodes (anode et cathode) produit une décharge lumineuse correspondant à l'ionisation des atomes d'Argon. Il s'agit alors du plasma.

- **Débit de l'argon** : pour amorcer ce plasma, le débit d'argon est réglé tout d'abord à 50 sccm (standard cubic centimeters per minute) pendant quelques minutes. Après la stabilisation du plasma, il est réduit à 20 sccm pour l'opération du dépôt.

- **Distance entre la cible et le substrat** : c'est l'un des paramètres importants car la qualité et la vitesse de dépôt en dépendent. Elle est fixée à 6,7 cm pour le dépôt de cuivre.

Nota Bene : le temps mis entre la phase de nettoyage et la fixation du substrat dans le bâti joue également sur la qualité de la couche déposée. Par conséquent, juste après le nettoyage, il faut immédiatement fixer le substrat dans le bâti afin d'éviter toute contamination par une quelconque pollution. Une autre précaution à prendre est la protection de la couche de cuivre déposée. En effet, si cette couche entre en contact avec l'air, elle peut s'oxyder et donc il est nécessaire de la protéger. La protection peut se faire par un dépôt sur le cuivre d'un film fin de résine (sous forme de spray). Cette couche protectrice doit être enlevée avant la photolithographie.

III.1.2.2 : Etapes de photolithographie

La photolithographie est une technique de mise en forme généralement utilisée dans l'industrie des semi-conducteurs. Elle consiste à transférer l'image d'un masque sur un substrat préalablement recouvert par une couche de résine photosensible.

Pour les inductances planaires réalisées au laboratoire, la photolithographie est utilisée afin de transférer le motif en spirale du masque sur le substrat en cuivre. La figure 89 résume les différentes étapes de photolithographie pratiquées. Ces étapes feront l'objet des paragraphes suivants.

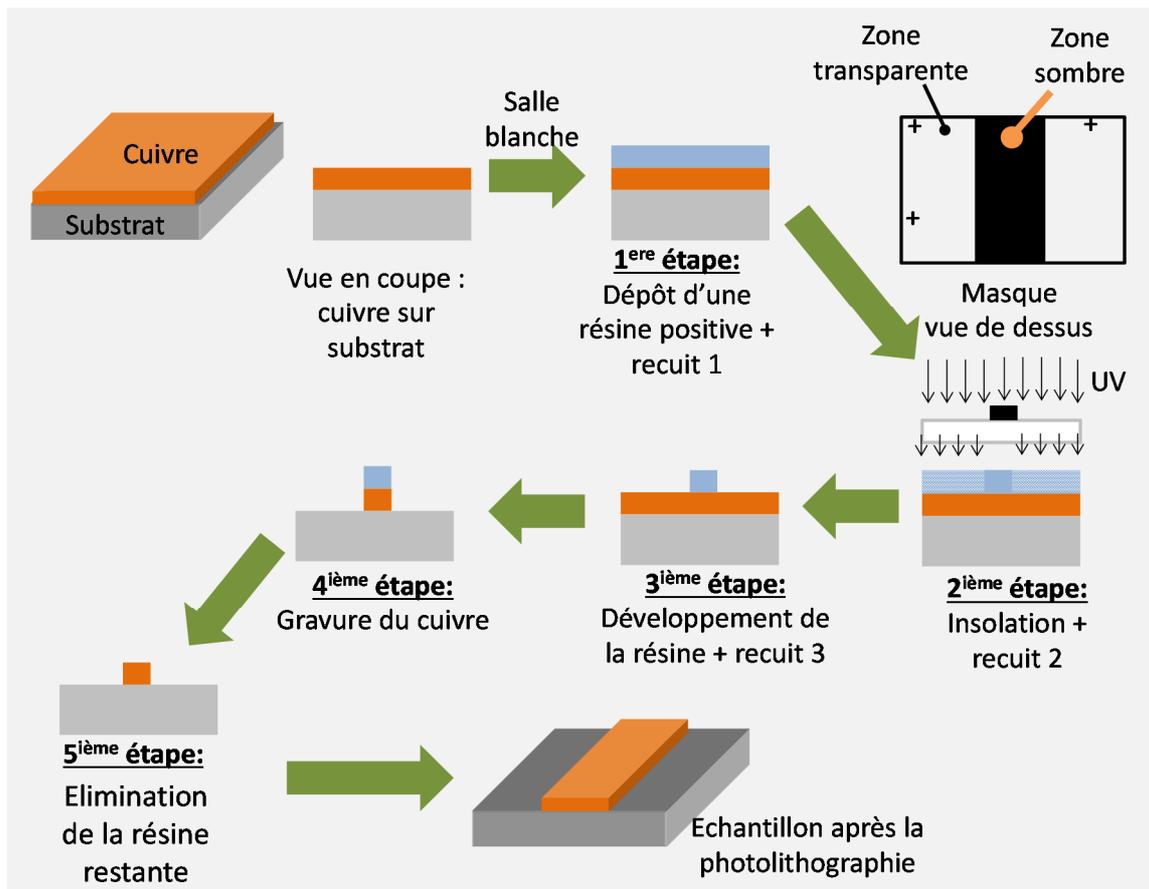


Figure 89: Etapes de la photolithographie

A. Etapes de photolithographie (en salle blanche)

Dans le but d'éviter les risques de contamination, la majorité des étapes de photolithographie se réalisent dans un environnement propre dit salle blanche. Ce sont les trois premières étapes indiquées dans le diagramme précédent (figure 89). Pour enlever le film protecteur de la résine déposé sur le conducteur, ces étapes sont précédées d'une séance de nettoyage.

A.1 : Nettoyage de l'échantillon

Ce nettoyage est une tâche primaire de la photolithographie. Il s'effectue en salle blanche et a pour but d'enlever la couche protectrice de la résine et les impuretés (poussière, graisse, ...). Les différentes étapes de ce nettoyage ont été présentées au paragraphe III.1.2.1-B.

A.2 : Dépôt de la résine photosensible et premier recuit

La résine photosensible est un polymère sensible aux rayons UV. Cette sensibilité se traduit par un changement de sa propriété chimique. Il existe trois types de résine photosensible : résines positive, négative et réversible. Selon le type de résine, les zones

exposées aux rayons deviennent solubles ou insolubles dans le révélateur. En guise de rappel, ci-dessous la principale caractéristique de ces types de résine.

- **Résine positive** : Après exposition aux rayons UV, les zones exposées c'est à dire celles se trouvant en dehors des zones noires du masque présentent une grande solubilité dans le révélateur.

- **Résine négative** : contrairement à la résine positive, ce sont les zones exposées aux rayons UV qui deviennent insolubles et les zones protégées par les parties noires du masque sont solubles dans le révélateur entraînant ainsi une image négative du masque.

- **Résine réversible** : Cette résine agit à la première insolation comme une résine positive et à la deuxième comme la résine négative.

Pour les composants planaires réalisés au laboratoire, c'est la résine positive (SPR 505) qui a été utilisée. Une faible quantité de SPR 505 est étalée sur la couche de cuivre à l'aide d'une tournette à une épaisseur d'environ 500 nm. Pour faire évaporer rapidement les solvants de la résine étalée, on procède à un recuit sur une plaque chauffante à 110 °C pendant 90 secondes.

A.3 : Insolation aux rayons UV et deuxième recuit

L'insolation consiste à exposer la couche de résine étalée aux rayons UV au travers du masque. Elle modifie les liaisons chimiques de la résine par une réaction photochimique. L'échantillon et le masque sont introduits dans aligneur de masque et par aspiration, les deux sont mis en contact. L'insolation dure 12 secondes.

Le deuxième recuit (recuit 2) permet essentiellement d'augmenter la vitesse de rupture macromoléculaire dans la résine SPR 505 et de terminer la photo-réaction chimique amorcée lors de l'insolation. Il est réalisé comme précédemment au four à une température de 110 °C pendant 90 secondes. Après ce recuit, l'échantillon est refroidit à la température ambiante avant le développement de la résine.

A.4 : Développement de la résine insolée et troisième recuit

Après un retour à la température ambiante, l'échantillon est plongé dans un bain de développeur MF-319 et agité pendant 20 secondes environ. Un contrôle visuel permet de vérifier la progression de la révélation : les parties insolées de la résine SPR 505 vont progressivement se dissoudre laissant intact les parties protégées par les zones sombres du masque. Ces parties restantes sont l'image des motifs du masque (3^{ème} étape voir figure 89).

Ensuite, l'échantillon est soumis à un dernier traitement thermique pendant 4 minutes à la même température que les deux premiers recuits. Ce qui permettra de densifier la résine empêchant ainsi la pénétration de la solution gravante (le perchlorure de fer) sous la résine qui pourrait causer une mauvaise gravure.

B. Gravure du cuivre et élimination de la résine

Selon le diagramme montré à la figure 89, la gravure est la quatrième étape de la photolithographie. Elle consiste à enlever les parties de la couche de cuivre non couvertes par la résine. Pour ce faire, il y a principalement deux manières de graver : la gravure sèche et la gravure humide.

La gravure sèche (ou plasma) est basée sur le bombardement de la surface à graver par des ions, avec ou sans réaction chimique, afin d'enlever les parties non désirées pour produire le motif souhaité. Elle est généralement utilisée pour graver des épaisseurs faibles. De plus, sa mise en œuvre est compliquée et demande beaucoup de temps lorsqu'il s'agit de graver des échantillons épais [112].

La gravure humide (ou chimique) consiste à attaquer la surface à graver par une solution aqueuse sélective afin de produire le motif voulu. Cette méthode est simple à mettre en œuvre et reste très économique. En outre, elle donne la possibilité de graver simultanément plusieurs échantillons ce qui n'est pas le cas pour la gravure sèche. Toutefois, elle nécessite une agitation et un contrôle visuel permanent pendant l'opération afin d'éviter la surgravure. Pour tous les avantages cités précédemment, le laboratoire a choisi la gravure humide pour la réalisation de ses composants passifs (inductances, transformateurs,...).

En ce qui concerne la solution aqueuse, le laboratoire utilise le perchlorure de fer (FeCl_3). Ce choix se justifie par le fait que ce dernier est moins dangereux que les autres solutions gravantes : acide nitrique (HNO_3), acide chlorhydrique (HCl) et persulfate d'ammonium (NH_4).

Ainsi, le procédé de gravure se présente comme suit : l'échantillon est plongé dans la solution de perchlorure de fer dilué à 50% avec l'eau, cette solution est portée à 30 °C. Cette température plus l'agitation permet de réduire le temps de gravure (1 à 2 minutes). Pendant la gravure le contact visuel est recommandé pour éviter de surgraver. La solution grave les parties du cuivre non protégées par la résine et laisse le motif souhaité sous la protection de la résine durcie.

Après la gravure, l'échantillon est rincé abondamment dans l'eau afin de stopper le processus de gravure puis séché à un flux d'azote. Pour enlever la couche de résine restante sur

le motif en cuivre, l'échantillon est plongé dans un bain d'acétone pendant 5 heures puis rincé à l'eau (étape N° 5 voir diagramme de la figure 89).

III.1.3 : Protection de la couche conductrice réalisée

Comme il a été mentionné précédemment dans le nota bene (§ III.1.2.1-C), la couche conductrice (cuivre) en contact avec l'air s'oxyde. Il est par conséquent important de la protéger après la photolithographie. Il existe plusieurs techniques de passivation. Le Laboratoire utilise les techniques d'étamage ou de dorure galvanoplastie.

III.1.3.1 : Etamage

Il consiste à revêtir la couche conductrice d'une couche fine d'étain (environ 100 à 200 nm). Pour ce faire, le composant est immergé dans un bain d'étain pendant tout au plus une minute puis rincé abondamment à l'eau du robinet.

III.1.3.2 : Dorure galvanique

La dorure par galvanoplastie est une technique électrolytique qui consiste à déposer une couche d'Or sur la surface du cuivre gravée pour le préserver contre l'oxydation. Son principe est celui de l'électrolyse (figure 90) : Lorsque le générateur est mis en marche, il crée une différence de potentiel entre l'anode et la cathode et par conséquent un champ électrique E . Par l'action des forces électriques, les ions positifs se dirigent vers la cathode où ils sont réduits en métal par un gain d'électrons. Par contre, les ions négatifs attirés par l'anode, viennent oxyder le métal.

L'appareil de galvanoplastie utilisé au laboratoire est présenté à la figure 91. Il est constitué essentiellement d'un générateur DC (0-10 V), de deux électrodes (anode et cathode) et de deux bécards. Les deux bécards sont utilisés différemment, l'un contient une solution alcaline servant au dégraissage des échantillons avant la dorure et l'autre pour la dorure. Le bain d'or utilisé renferme de l'aurocyanure (ou cyanure d'Or). Du fait de la toxicité de ce produit, la dorure est réalisée sous hotte.

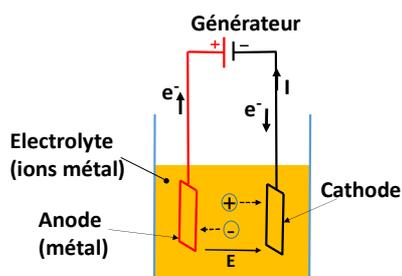


Figure 90: Electrolyse

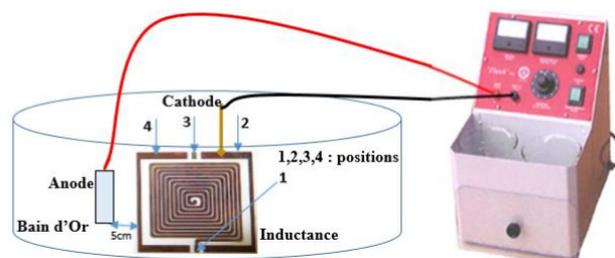


Figure 91: Appareil de dorure "Flash" [117]

Pour finir, précisons que la qualité de la dorure dépend de l'état de la surface et de la propreté de l'échantillon. C'est ainsi qu'il est nécessaire de faire la dorure juste après l'élimination de la résine restante pour éviter toute oxydation et toute contamination du composant. En effet, la moindre trace de doigt, le moindre début d'oxydation dégradera la qualité de la dorure [111].

III.1.4 : Réalisation du bonding

Cette étape est réalisée au CIME (Centre Interuniversitaire de MicroElectronique et Nanotechnologies) à Grenoble au moyen de la machine KS4523 (figure 92-b). Cet appareil utilise le procédé de soudure aux ultrasons. Le fil de bonding est un fil électrique très fin, de diamètre de 18 ou 25 μm . Il est réalisé soit à base d'Aluminium ou d'Or. Son rôle est de relier le plot central au plot extérieur de l'inductance (figure 92-a).

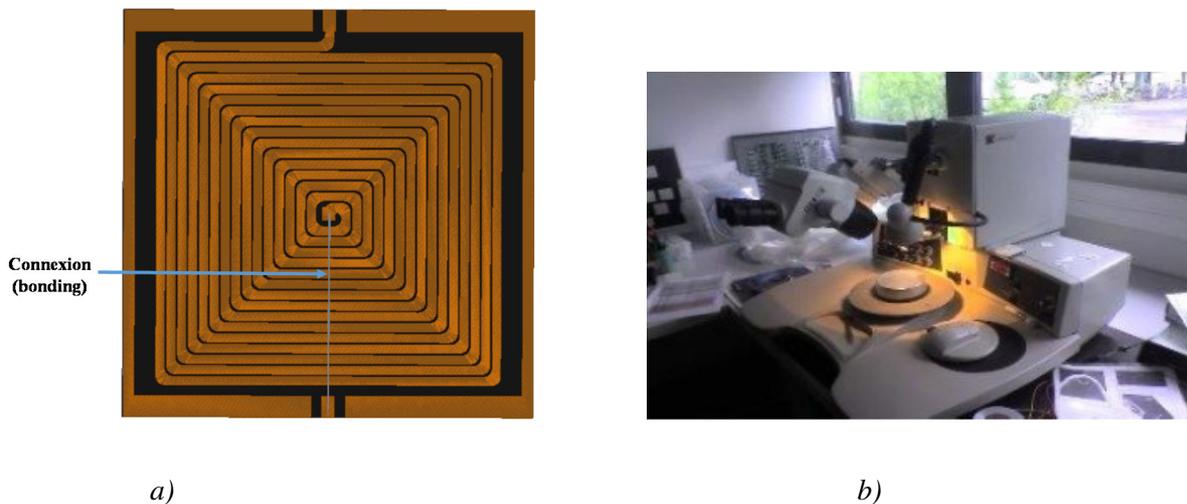


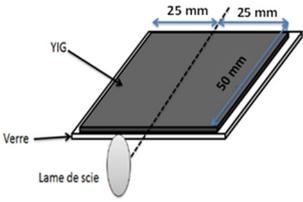
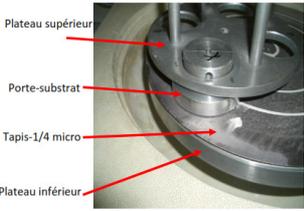
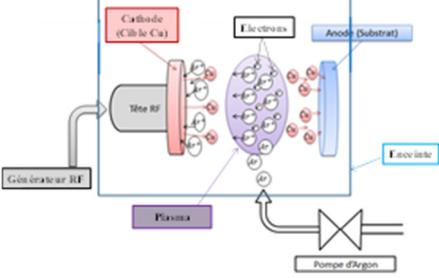
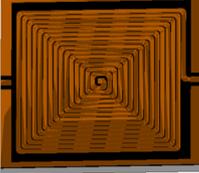
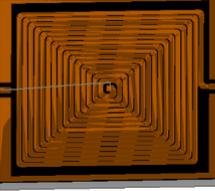
Figure 92: Bonding et son appareil de réalisation : a) Inductance à une couche avec le bonding, b) Machine KS4523 pour la réalisation du connecteur bonding

III.1.5 Bilan

Le bilan des différentes étapes de réalisation d'une inductance planaire intégrée à une couche de matériau magnétique (YIG ou 3C90) est donné dans le tableau 4: le ferrite est collé sur le substrat (en verre ou en alumine) à l'aide de la colle « Geofix », ensuite l'ensemble est mis en forme par sciage-rodage-polissage. Après les étapes de micro-usinage, le cuivre est déposé par pulvérisation cathodique RF sur l'une des faces du ferrite. Pour obtenir la forme spirale du cuivre (figure 92-a), l'échantillon subit une étape de photolithographie avec la résine SPR 505A suivie d'une gravure au perchlore de fer. Pour permettre l'utilisation du composant, le plot central de l'échantillon est connecté au plot extérieur par un fil de bonding.

Avant d'établir cette connexion, une couche de passivation sur le conducteur est nécessaire pour éviter son oxydation.

Tableau 4: Synthèse de la réalisation d'une inductance à une couche du matériau magnétique

ETAPES	IMAGES CORRESPONDANTES
1°) Collage -sciage : le ferrite est collé sur le verre ensuite l'ensemble est scié.	
2°) Rodage : Il est réalisé pour obtenir des épaisseurs souhaitées : 1mm pour nos échantillons.	
3°) Polissage- Profilomètre : Polir pour obtenir une rugosité favorisant la gravure généralement en dessous de 100 nm (YIG). Après le polissage, la rugosité du substrat est mesurée par un Profilomètre.	<div style="display: flex; justify-content: space-around;"> <div data-bbox="695 913 999 1124">  <p style="text-align: center;"><i>Polisseuse</i></p> </div> <div data-bbox="1070 925 1318 1124">  <p style="text-align: center;"><i>Profilomètre</i></p> </div> </div>
4°) Dépôt de cuivre par pulvérisation cathodique.	
5°) Photolithographie et gravure.	
6°) Réalisation du bonding	

III.2 : PRESENTATION DES DISPOSITIFS REALISES ET CARACTERISES

Avant la caractérisation des inductances planaires, la nouvelle méthode de caractérisation proposée sera testée sur des inductances discrètes (plus rapides à réaliser). Les échantillons discrets à caractériser sont une inductance à air de 26 spires (figure 93-a) et une inductance avec matériau magnétique 3C90 de type TN14/9/5 fabriqué par Ferroxcube [110] sur lequel sont bobinées 20 spires (figure 93-b). Le 3C90 est un ferrite basse fréquence (1 MHz voir figure 132-a dans l'annexe II).

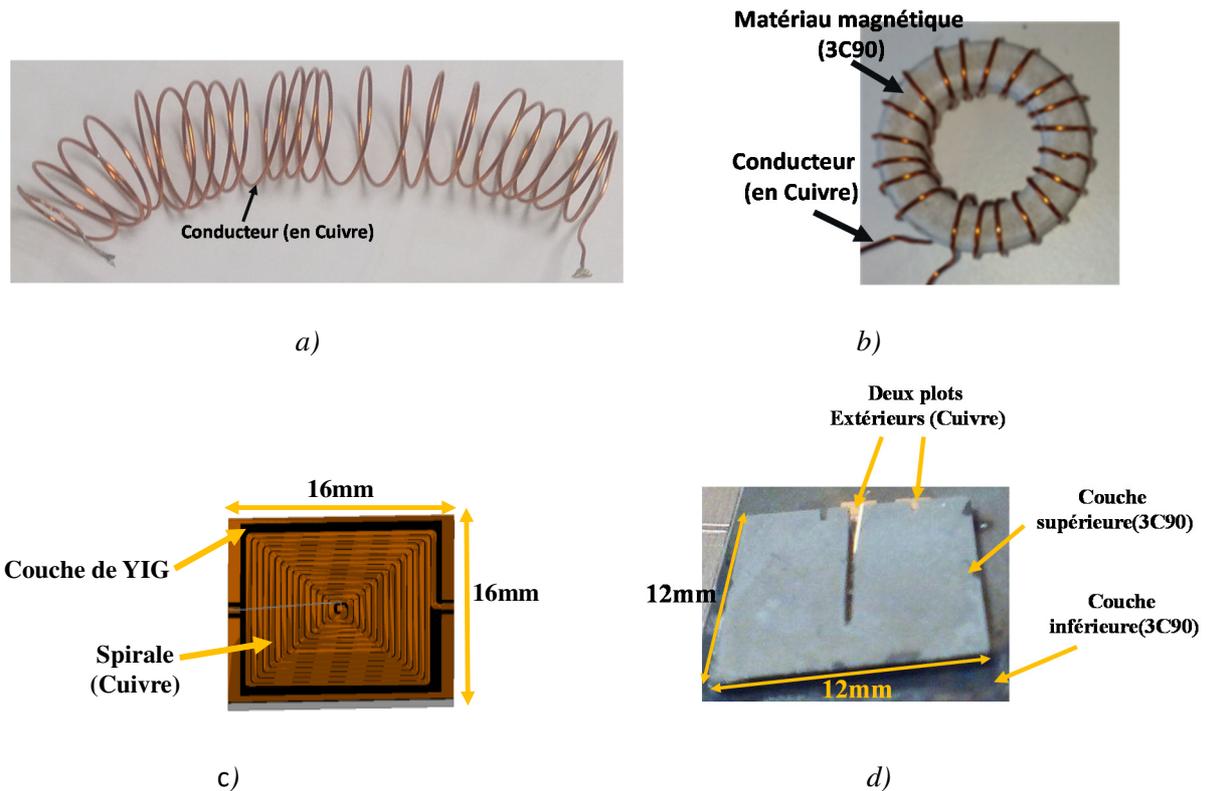


Figure 93: Inductances :a) Inductance discrète à air de 26 spires , b)Inductance discrète de 20 spires , c) inductances planaires intégrées, une couche de YIG, 15spires et d) double couche de 3C90, 10 spires

Les échantillons planaires à caractériser sont ceux montrés aux figures 93-c et 93-d. Il s'agit d'une inductance une couche de YIG et d'une autre à double couche du ferrite 3C90. Pour réaliser l'inductance planaire à deux couches de matériau magnétique, il suffit juste de rapporter une seconde couche matériau magnétique sur l'inductance à une couche (figure 93-d).

Les dimensions de ces échantillons sont données dans le tableau 5.

Tableau 5: Paramètres des inductances à caractériser

INDUCTANCES DISCRETES		INDUCTANCES PLANAIRES	
Conducteur (en cuivre)		Conducteur (en cuivre)	
Diamètre	0,8 mm	Epaisseur	5 µm
Nombre de spires	20 et 26	Largeur d'une spire	400 µm
Circuit magnétique 3C90 [110]		Distance entre deux spires	100 µm
diamètre extérieur :	14,6 mm	Nombre de spires	10 et 15
diamètre intérieur :	8,2 mm	Surface	16x16 mm ² pour une couche 13,7x11,2 mm ² pour double couche
épaisseur :	5 mm	Couches magnétiques supérieure et inférieure	
Ve (volume effectif)	430 mm ³	Epaisseur de la couche	1 mm
Le (Longueur effective)	35 mm		
Se (Surface effective)	12,3 mm ²		

III.3 : CONCLUSION

Les composants passifs planaires réalisés au LaHC sont des inductances intégrées à air, à une et à deux couches de YIG ainsi que leurs dérivées (transformateurs entrelacé et « face to face »). Ils sont fabriqués avec une technologie qui utilise à la fois des techniques de micro-électronique et de micro-usinage et sont destinés aux applications de « puissance » fonctionnant à des fréquences élevées.

Les étapes de fabrication des inductances planaires à une couche de ferrite sont : une mise en forme du substrat de YIG collé sur un verre, la réalisation d'une spirale sur le ferrite par les techniques de dépôt sous vide et les procédés de photolithographie, un dépôt d'une couche protectrice en Or sur la couche conductrice par électrolyse et une soudure aux ultrasons d'un fil de connexion.

Après la réalisation, ces différents composants sont caractérisés classiquement par des équipements commerciaux (RLCmètre, Impédancemètre, Analyseur Vectoriel de Réseau, etc.) avec des formes d'ondes en régime sinus, faible amplitude. Ces formes d'ondes ne

correspondent pas aux cas réels. Le chapitre quatre présente une caractérisation de ces inductances dans des conditions réelles d'utilisation avec des formes d'ondes conformes aux conditions d'utilisation.

CHAPITRE IV : RESULTATS

SOMMAIRE DU CHAPITRE IV

CHAPITRE IV : RESULTATS	114
IV. 1 : METHODE ET PROBLEMES DE MESURE-VALIDATION.....	114
IV. 1.1 : Méthode et problèmes de mesure	114
IV. 1.1.1 : Illustration du principe de la méthode	116
IV. 1.1.2 : Problèmes de mesure rencontrés.....	118
IV. 1.2 : Validation du banc de mesure.....	130
IV. 2 : RESULTATS CONCERNANT DES INDUCTANCES DISCRETES	132
IV. 2 .1 : Différents cycles mineurs	132
IV. 2 .2 Etude de la valeur de l'inductance en fonction du courant de polarisation	135
IV. 2 .3 Etude des pertes fer en fonction de la fréquence et du champ magnétique	136
IV. 3 : RESULTATS CONCERNANT DES INDUCTANCES PLANAIRES INTEGREES	137
IV. 3.1 : Inductance planaire intégrée basse fréquence.....	137
IV. 3 .1.1 : Différents cycles mineurs	137
IV. 3 .1.2 : Inductance en fonction du courant de polarisation DC- comparaison des résultats.....	138
IV. 3.2 : Inductance planaire intégrée haute fréquence.....	140
IV. 3 : CONCLUSION.....	141

CHAPITRE IV : RESULTATS

Ce dernier chapitre présente les résultats de la caractérisation temporelle des composants magnétiques dans des conditions d'utilisation correspondant à celles rencontrées en l'électronique de puissance. Suivant le point de fonctionnement, on déterminera ses principaux paramètres de l'inductance tels que la valeur de l'inductance, le niveau de saturation du matériau magnétique, et les pertes fer.

Ce chapitre est scindé en trois grandes parties. La première partie rappelle le principe de la nouvelle méthode de caractérisation par une illustration avec un exemple des résultats et présente les difficultés liées à cette approche. Les deuxième et troisième parties sont respectivement relatives aux résultats concernant des inductances discrètes et des inductances planaires intégrées. Une conclusion clôture le chapitre.

IV. 1 : METHODE ET PROBLEMES DE MESURE-VALIDATION

IV. 1.1 : Méthode et problèmes de mesure

Comme nous l'avons décrite dans le chapitre 2 à la section II.2, la nouvelle méthode de caractérisation développée dans ce travail permet de caractériser l'inductance en temps réel avec les formes d'ondes rencontrées dans de très nombreux systèmes à découpage. En effet, les formes d'ondes généralement rencontrées en électronique de puissance sont une tension rectangulaire et un courant triangulaire avec une forte composante alternative et une forte composante continue. Ainsi, pour caractériser une inductance (discrète ou intégrée) dans des conditions d'utilisation, nous la plaçons dans un convertisseur DC-DC et pendant le fonctionnement, nous relevons courant et tension à ses bornes. La figure 95 montre le banc de mesure. Il comporte essentiellement une carte électronique (convertisseur), un oscilloscope et deux sondes de tension. Parmi les deux sondes, l'une sert à relever la tension aux bornes du CST et l'autre à la mesure de la tension aux bornes du shunt qui est l'image du courant traversant le CST.

Après avoir relevé $u_{(t)}$ et $i_{(t)}$ de l'inductance (figure 94), il est possible de déterminer la caractéristique $\varphi_{(i)}$ du composant en utilisant la relation (4.1).

$$\varphi(t) = \frac{1}{N} \left[\int u(t).dt - \int r. i(t).dt \right] \quad (4.1)$$

Avec : φ le flux magnétique à travers une spire, N le nombre de spires, et r la résistance basse fréquence du bobinage.

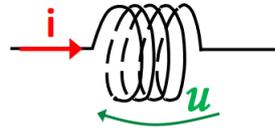


Figure 94: Symbole conventionnel d'une inductance

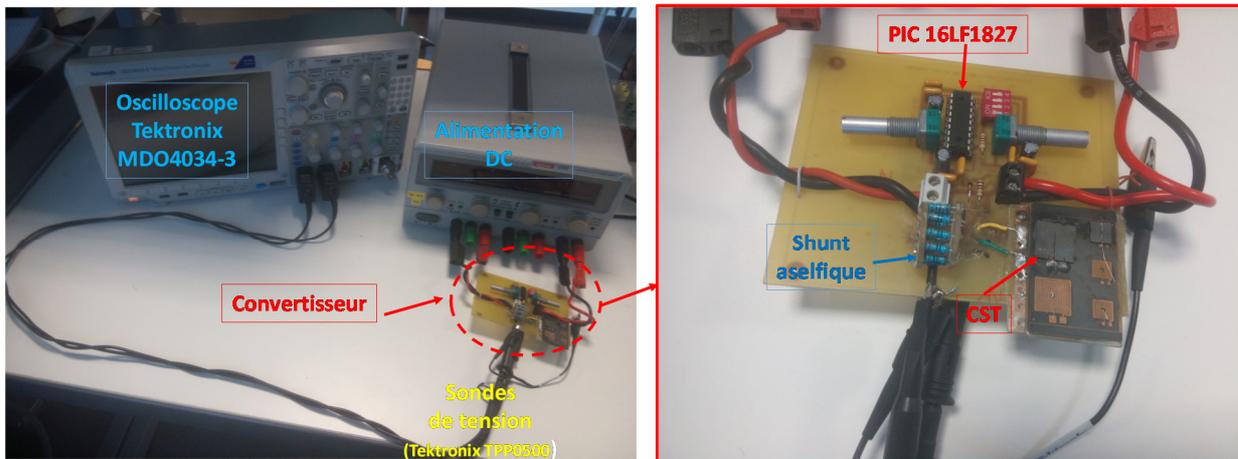


Figure 95: Banc de mesure

La connaissance du cycle d'hystérésis $\varphi(i)$ permet de déterminer les principaux paramètres tels que la valeur de l'inductance réversible L_r (par la relation 4.2), les pertes fer P_{fer} (par la relation 4.3) et le niveau de saturation du matériau magnétique. Pour de fortes composantes alternatives du courant, le niveau de saturation du matériau peut être observé directement au travers du cycle d'hystérésis $\varphi(i)$ (par exemple le cycle montré à la figure 119). Par contre, pour des faibles excitations AC, le niveau de saturation n'est visible que sur la courbe inductance en fonction du courant de polarisation DC (figure 120).

$$L_r = \frac{\Delta \varphi}{\Delta i} \quad \text{ou} \quad L_{r_tot} = N \cdot \frac{\Delta \varphi}{\Delta i} \quad (4.2)$$

$$P_{fer} = f \cdot S_{cycle} \quad (4.3)$$

$\Delta \varphi$ et Δi sont respectivement les amplitudes des variations du flux et du courant. f et S_{cycle} représentent la fréquence et l'aire du cycle d'hystérésis $\varphi(i)$. L_r valeur de l'inductance correspondant au flux φ à travers une spire et L_{r_tot} au flux Φ à travers N spires (avec $N > 1$).

Pour mieux comprendre le principe de la nouvelle méthode rappelé précédemment, un exemple des résultats sera présenté au paragraphe suivant.

IV. 1.1.1 : Illustration du principe de la méthode

Considérons la relation (4.1), pour déterminer le flux à travers une spire, il faut tout d'abord relever le courant $i(t)$ et la tension $u(t)$ aux bornes de l'inductance sous test. Un exemple de formes d'ondes de ces grandeurs enregistrées à 100 kHz pour inductance discrète de 2 spires sont montrées à la figure 96. La résistance r de cette inductance en basse fréquence vaut $1 \text{ m}\Omega$. Elle est déterminée à la température ambiante par la relation (4.4).

$$r = \frac{\rho \cdot l}{S} \quad (4.4)$$

Où ρ est la résistivité du cuivre (égale à $17 \times 10^{-9} \Omega \cdot \text{m}$), l la longueur du bobinage (vaut $48 \times 10^{-3} \text{ m}$), S la section du conducteur (égale à $78 \times 10^{-8} \text{ m}^2$).

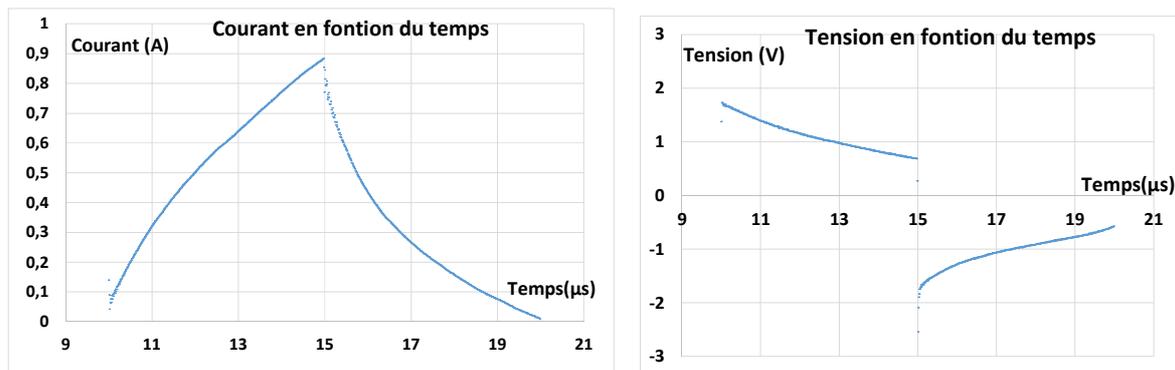


Figure 96: Formes d'ondes de l'inductance : courant (à gauche) et tension à ses bornes (à droite)

L'intégration numérique de ces deux grandeurs électriques donne respectivement les courbes présentées à la figure 97.

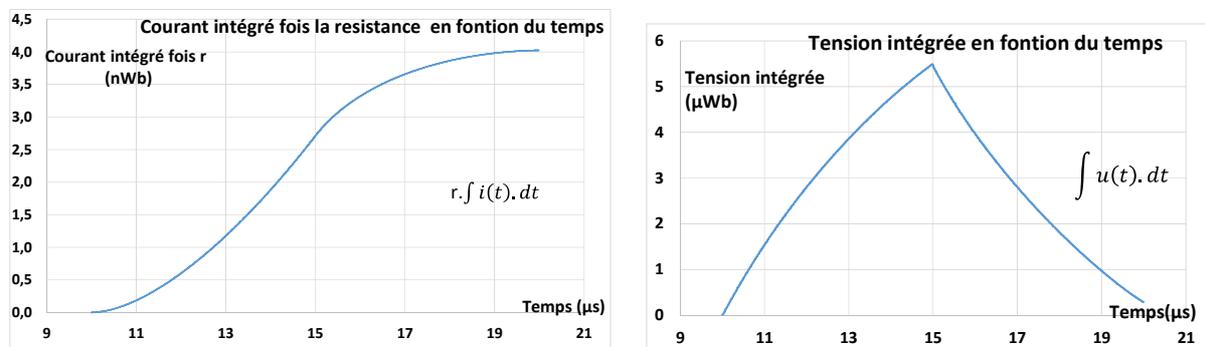


Figure 97: Grandeurs intégrées : courant (à gauche) et tension (à droite)

La différence des grandeurs intégrées (figure 97) sur le nombre de spires N correspond au flux magnétique à travers une spire (figure 98). Pour ce point de fonctionnement ($I_{DC_bias} \approx 450$ mA, $\Delta B=215$ mT, $f=100$ kHz), le cycle mineur $\varphi_{(i)}$ décrit est montré à la figure 99. Il est important de noter que si le circuit magnétique est désaimanté avant l'enregistrement de $u_{(t)}$ et $i_{(t)}$, le flux magnétique mesuré est $\varphi_{(t)}$, sinon c'est la variation $\Delta\varphi_{(t)}$ que l'on mesure. Connaissant $\varphi_{(i)}$, on en déduit que la valeur de l'inductance L_r est égale à $3,1$ μ H et que les pertes dans le matériau magnétique sont égales à 42 mW. En ce qui concerne le niveau de saturation du matériau, les ampères tours appliqués ($N \cdot I_{max} \approx 0,2$ AT) ne permettent pas de saturer le matériau 3C90. Pour le saturer, il faut au minimum $4,4$ AT.

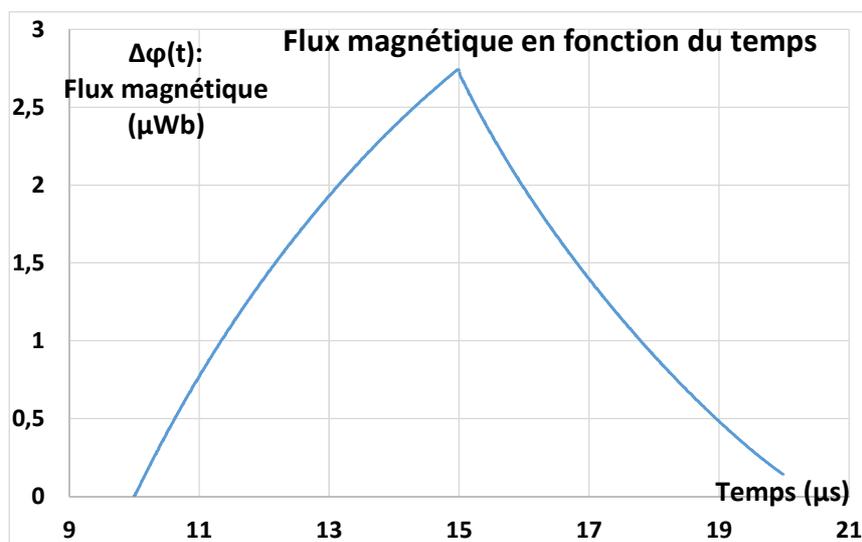


Figure 98: Flux magnétique en fonction du temps

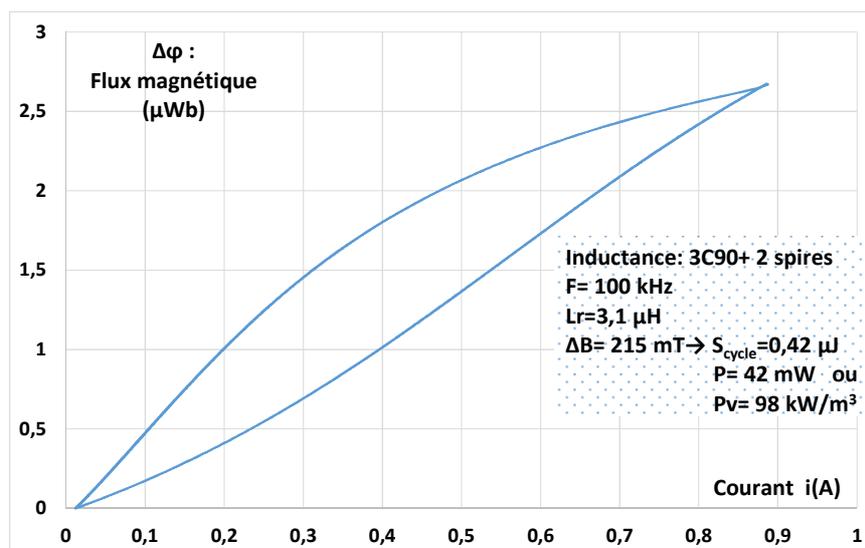


Figure 99: Cycle mineur $\varphi_{(i)}$ à 100 kHz

Au travers de l'exemple précédent, la nouvelle méthode de caractérisation proposée semble être « facile » mais elle présente des problèmes de mesure.

IV. 1.1.2 : Problèmes de mesure rencontrés

La précision des mesures est le principal problème de cette approche. Trois difficultés peuvent être rencontrées. La première concerne l'offset introduit par l'oscilloscope. La deuxième et la troisième sont relatives respectivement au décalage temporel introduit par les appareils de mesure et aux bruits sur $i(t)$ et $u(t)$ relevés.

A. Correction de la dérive

Lorsqu'on effectue une mesure avec une sonde et un oscilloscope, il y a toujours une tension offset qui s'ajoute à la tension relevée. Cette tension qui n'est jamais rigoureusement nulle se traduit par des cycles $\varphi(t)$ ouverts comme montrés à la figure 100 lorsque la tension mesurée est intégrée.

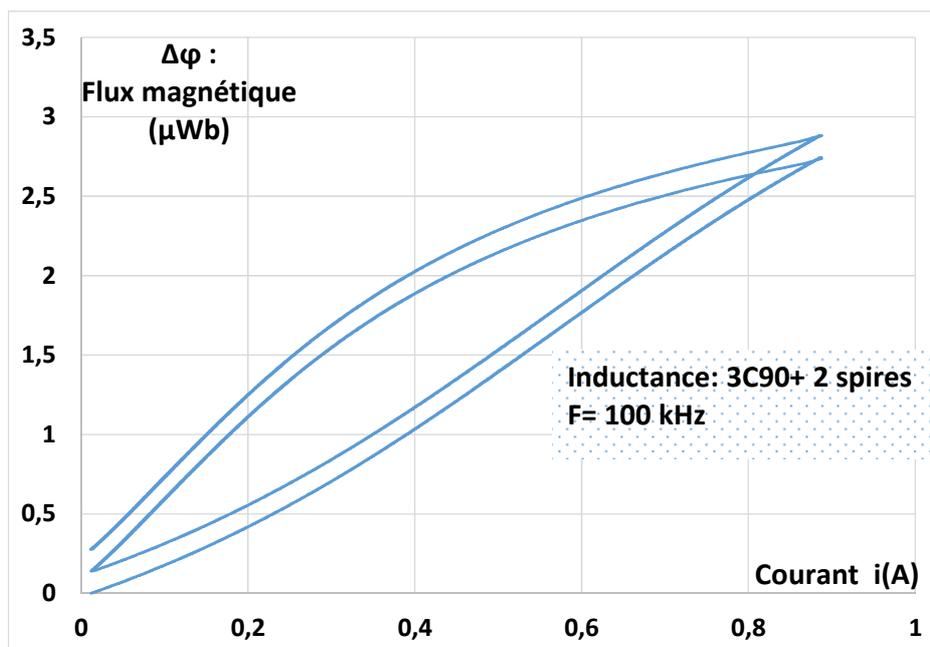


Figure 100: Cycles $\varphi(t)$ ouverts à cause de l'offset de la tension

En fait, l'équation (4.1) peut être écrite de la façon explicite comme suit :

$$\varphi(t) = \frac{1}{N} \cdot \left[\int (u(t) + \Delta U) \cdot dt - \int (r \cdot i(t) + r \cdot \Delta I) \cdot dt + \varphi_0 \right] \quad (4.5)$$

Où les grandeurs ΔU et $r \cdot \Delta I$ représentent des tensions offset introduites par les appareils de mesure (sondes, oscilloscope) sur la tension et le courant relevés. φ_0 désigne le flux initial à travers une spire pour une excitation nulle. Ce flux est dû au champ magnétique rémanent.

La relation (4.5) peut être réécrite de façon suivante :

$$\begin{aligned}\varphi(t) &= \frac{1}{N} \cdot \left[\int u(t) \cdot dt - r \cdot \int i(t) \cdot dt + \varphi_0 \right] + \frac{1}{N} \cdot \int (\Delta U - r \cdot \Delta I) \cdot dt \\ &= \frac{1}{N} \cdot \left[\int u(t) \cdot dt - r \cdot \int i(t) \cdot dt + \varphi_0 \right] + a \cdot t\end{aligned}\quad (4.6)$$

Avec : $a = \frac{1}{N} (\Delta U - r \cdot \Delta I)$, le produit $a \cdot t$ représente la dérive.

Normalement pour une excitation répétitive, on doit avoir à un instant t_1 , la relation $\varphi(t_1) = \varphi(t_1 + T)$. Cependant, à cause de l'intégration des offsets, on constate une dérive de la fonction $\varphi(t)$ comme montré à la figure 101.

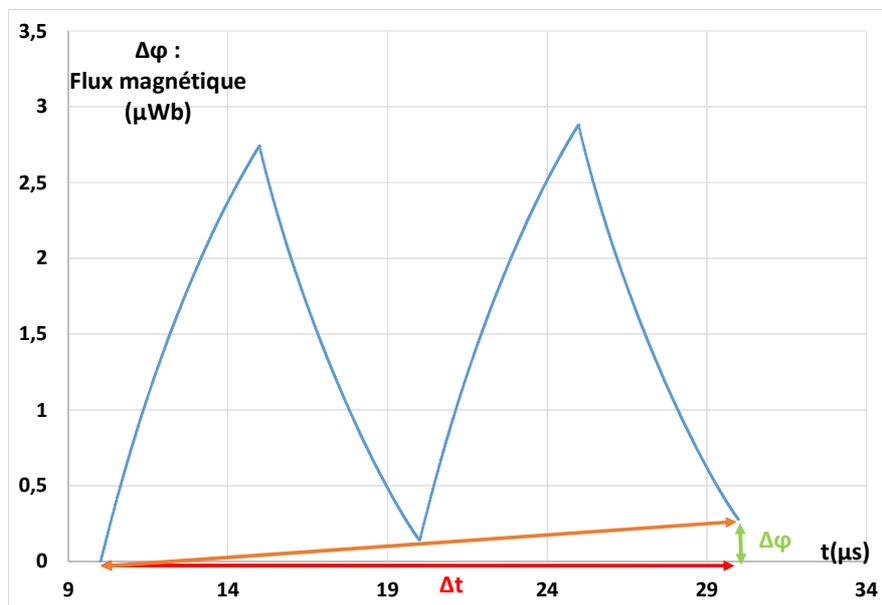


Figure 101: Dérive la fonction $\varphi(t)$

Cette erreur d'offset peut au préalable être minimisée par une calibration, mais ne peut être complètement annulée. Pour la corriger, il suffit de déterminer la pente de la dérive qui représente la tension offset et après faire la différence $\varphi(t) - a \cdot t$. A titre d'exemple, la pente de la dérive de $\varphi(t)$ présentée à la figure 4.5 est :

$$a = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{273 \cdot 10^{-9}}{20 \cdot 10^{-6}} = 13,7 \text{ mV} \quad (4.7)$$

La figure 102 présente les cycles après correction de la tension d'offset. Les deux cycles sont fermés et superposés.

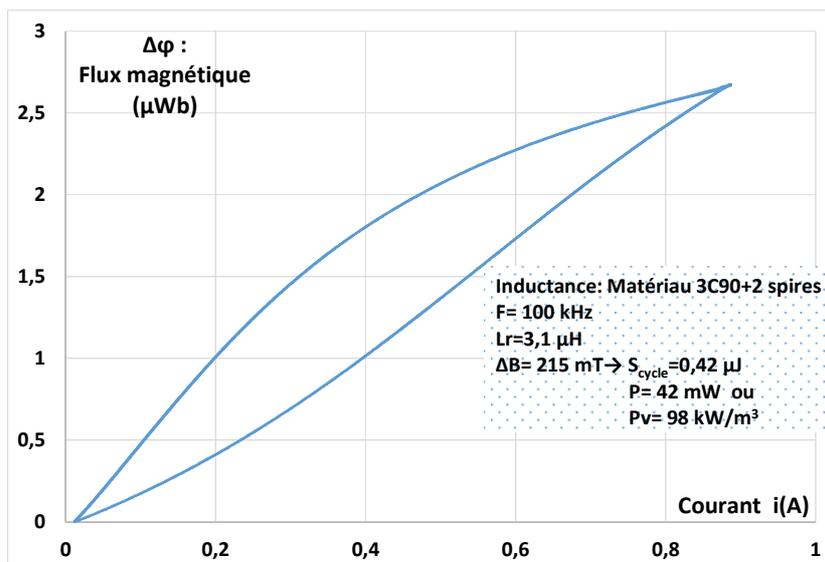


Figure 102: Cycles $\phi(i)$ après correction de la tension d'offset

B. Problème de décalage temporel

Les décalages temporels proviennent essentiellement des appareils de mesures (sondes, oscilloscope, etc.). Le cycle d'hystérésis déterminé est très sensible au retard. En effet, un petit retard sur le courant ou la tension mesurée peut modifier l'aire du cycle $\phi(i)$. La figure 103 illustre cet inconvénient. Elle montre les pertes calculées dans le matériau magnétique 3C90 en fonction du retard que peut introduire les équipements de mesure utilisés. Ce résultat découle de l'étude faite précédemment dans le chapitre 2 à la sous-section II.2.2.1-A.

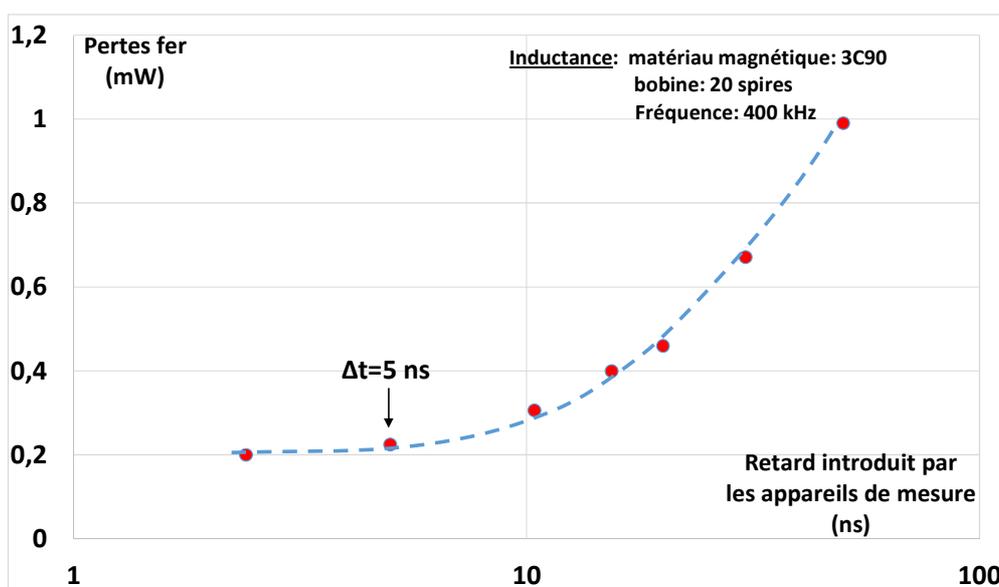


Figure 103: Influence du retard sur les pertes fer évaluées

Il montre que les pertes sont surestimées lorsque le retard temporel introduit par les appareils de mesures est supérieur à 5 ns soit 0,2% de la période du signal mesuré. Pour minimiser ces « déphasages », il est important d'utiliser des équipements de mesure de haute performance. Pour notre cas, pour la mesure du courant un shunt non inductif a été réalisé. Ce shunt présente de meilleurs résultats que le shunt commercial SDN-10 d'une bande passante de 2 GHz (§ II.2.2.3-B.3). L'oscilloscope Tektronix MDO4034-3 avec ses sondes passives Tektronix TPP0500 (500 MHz) était utilisé pour enregistrer le courant et la tension aux bornes du CST. Cet oscilloscope possède une résolution verticale de 11 bits pour le mode Haute Résolution et un taux d'échantillonnage de 2,5 GS/s. La bande passante de chacune de ses entrées analogiques est 350 MHz. Il convient de noter que toutes nos mesures sont faites en pleine bande passante, c'est-à-dire à 350 MHz.

C. Réduction des bruits de mesure sur $u_{(t)}$ et $i_{(t)}$

Les grandeurs $u_{(t)}$ et $i_{(t)}$ relevées sont généralement entachées de bruits aléatoires et des oscillations parasites amorties lorsque les mesures sont effectuées à des fréquences élevées (delà de 200 kHz). Ces bruits proviennent essentiellement des inductances et capacités parasites des équipements de mesure (sondes, oscilloscope) et du circuit test. Ces signaux parasites rendent inexploitable la caractéristique $\varphi_{(t)}$ du composant mesurée. Plusieurs techniques peuvent être utilisées afin de les réduire.

C.1 : Première amélioration du rapport signal sur bruit

Les bruits aléatoires observés sur les signaux peuvent être réduits au moment de l'acquisition des données. A cet effet, le mode de moyennage en Haute Résolution peut être utilisé mais il réduit la bande passante d'acquisition de l'oscilloscope. Pour ce travail, nous avons utilisé le mode de moyennage par captures successives des signaux avec un taux de moyennage situant entre 16 et 64. Les figures 104-a à 104-d illustrent les résultats d'un moyennage avec un taux de 64. Les signaux $i_{(t)}$ et $u_{(t)}$ sont relevés à 400 kHz aux bornes d'une inductance discrète présentée à la figure 93-b.

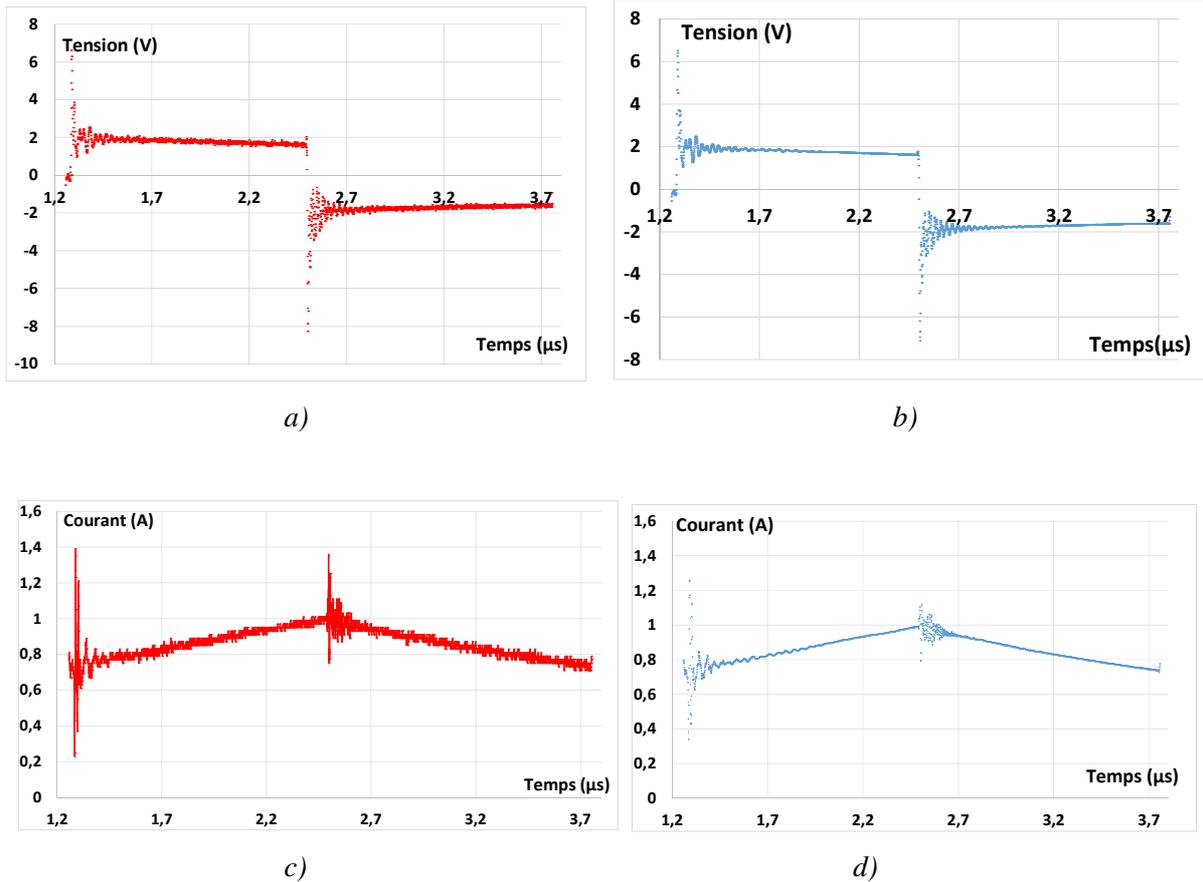


Figure 104: Tension et courant dans une inductance : a) $u_{(t)}$ mesurée sans moyennage, b) $u_{(t)}$ relevée avec moyennage, c) $i_{(t)}$ mesuré sans moyennage, d) $i_{(t)}$ mesuré avec moyennage

Au niveau des signaux moyennés, on constate une réduction des bruits non corrélés mais pas des oscillations. D'autres solutions complémentaires peuvent être envisagées pour la réduction de ces dernières.

C.2 : Amélioration des caractéristiques $i_{(t)}$ et $\varphi_{(i)}$

La figure 105 montre la caractéristique $\varphi_{(i)}$ déterminée après une acquisition $u_{(t)}$ et $i_{(t)}$ (figures 106 et 107) avec un taux de moyennage de 64. Les oscillations parasites du courant $i_{(t)}$ rendent inexploitable ce cycle mineur. En effet, d'après la relation (4.1), $u_{(t)}$ et $i_{(t)}$ sont intégrés et donc $\varphi_{(t)}$ ne présente presque pas d'oscillations. Par contre, la caractéristique $\varphi_{(i)}$ du CST est déterminée en traçant $\varphi_{(t)}$ en fonction de $i_{(t)}$ d'où la présence de ces oscillations. Par conséquent, pour obtenir un cycle exploitable, il est impératif de réduire voire d'éliminer les oscillations de la grandeur $i_{(t)}$. Deux solutions sont à cet effet envisageables : filtrage ou modélisation du signal $i_{(t)}$.

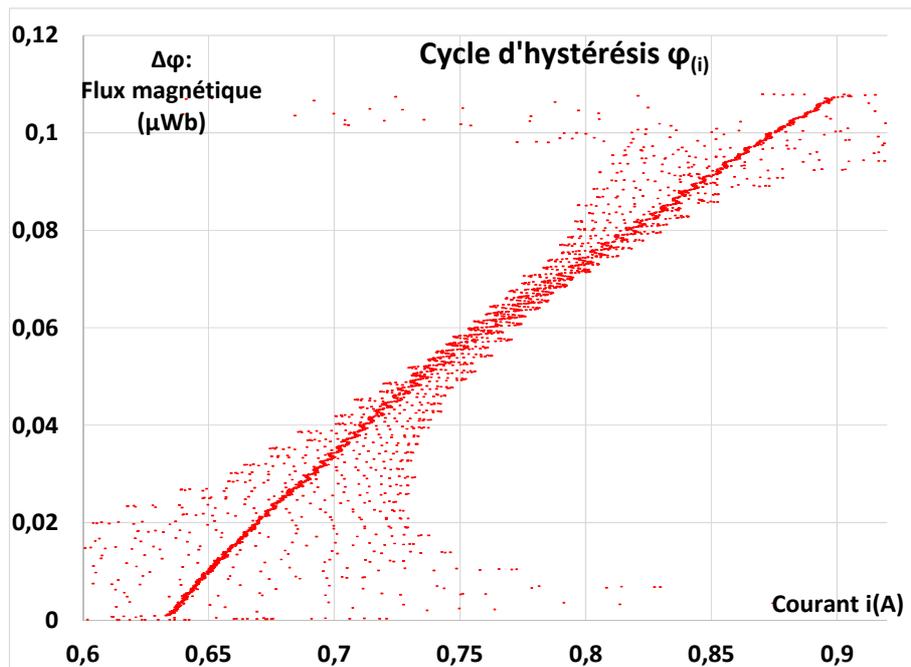


Figure 105: Cycle d'hystérésis $\varphi(i)$ déterminé directement avec le courant mesuré

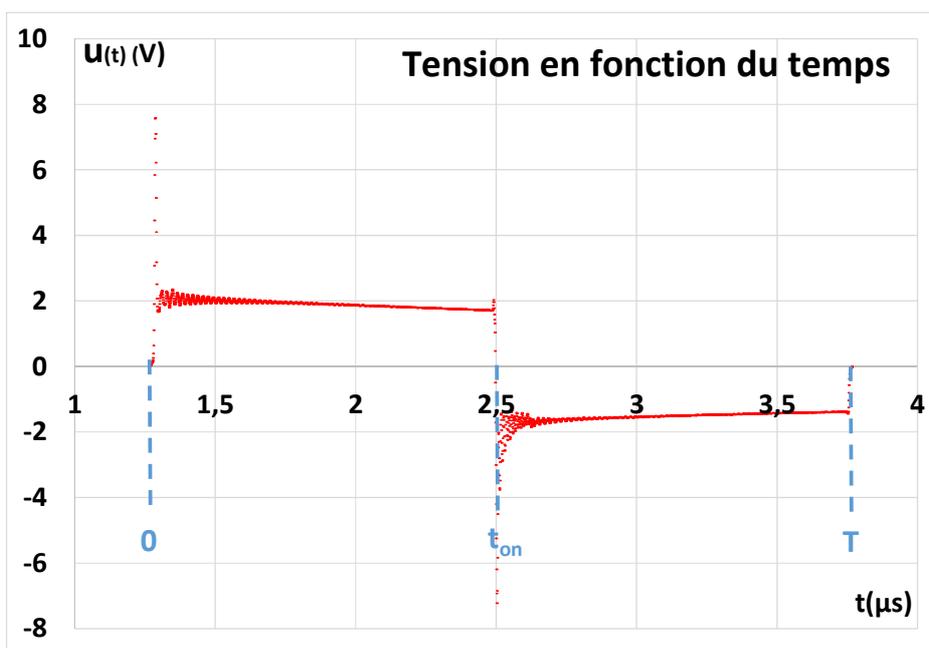


Figure 106: Tension $u(t)$ relevée à 400 kHz aux bornes du CST (figure 3.11-b)

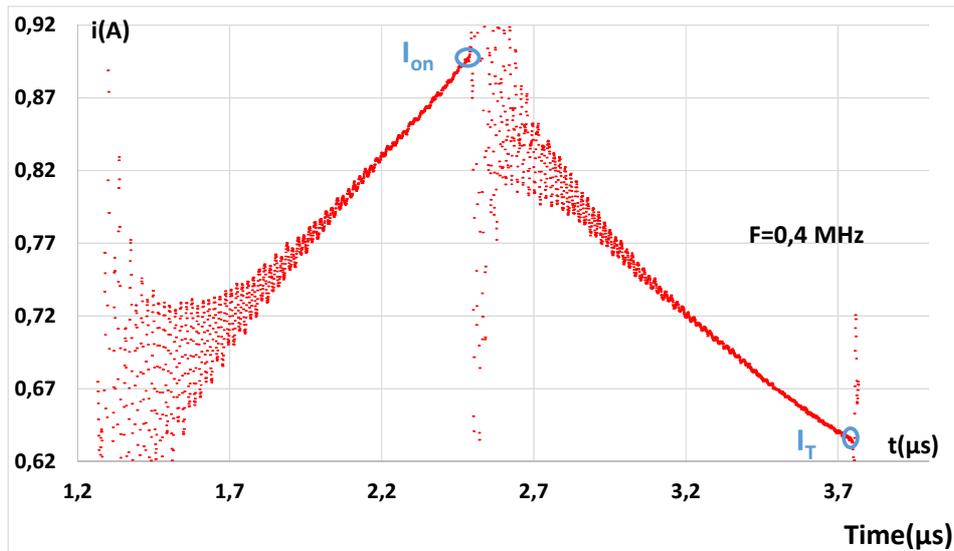


Figure 107: Courant $i(t)$ dans l'inductance de 20 spires mesuré à 400 kHz

🚧 Filtrage des oscillations parasites

Il existe deux catégories de filtres : Il y a des filtres analogiques et les filtres numériques. La première catégorie peut être utilisée, mais elle peut apporter des capacités et des inductances supplémentaires au dispositif de mesure, et donc un retard ou un déphasage entre courant mesuré et filtré. La figure 108-a montre les résultats obtenus (courant en bleu) à l'aide d'un filtre numérique passe bas non récursif intégré dans le logiciel Matlab. L'équation aux différences finies de ce type de filtre est donnée par la relation (4.8).

$$y(n) = \sum_{i=0}^M b_i x(n-i) \quad (4.8)$$

Où x et y sont respectivement des signaux d'entrée et de sortie du filtre, i et n les indices, M et b_i désignent respectivement le nombre d'échantillons et les coefficients du filtre.

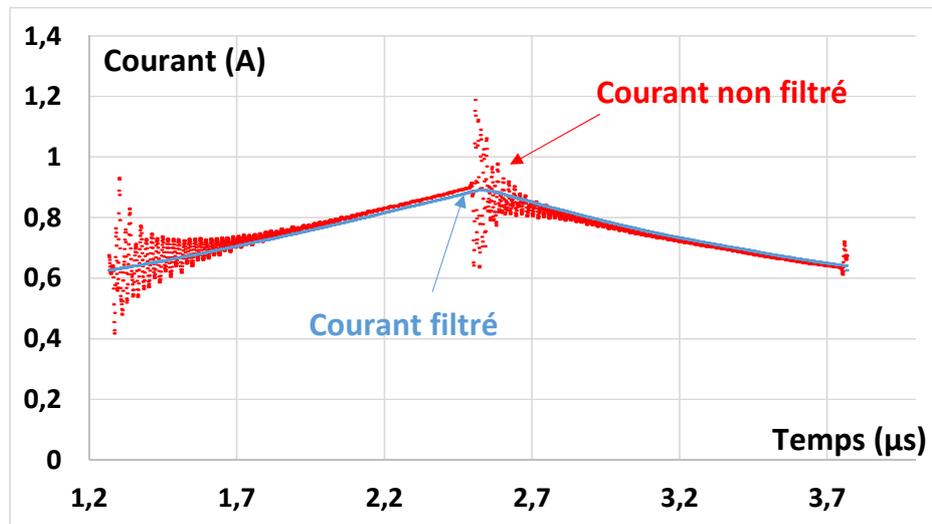
L'application de la transformée en Z à l'équation (4.8) permet d'obtenir la fonction de transfert du filtre (équation (4.9)).

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i * z^{-i} \quad (4.9)$$

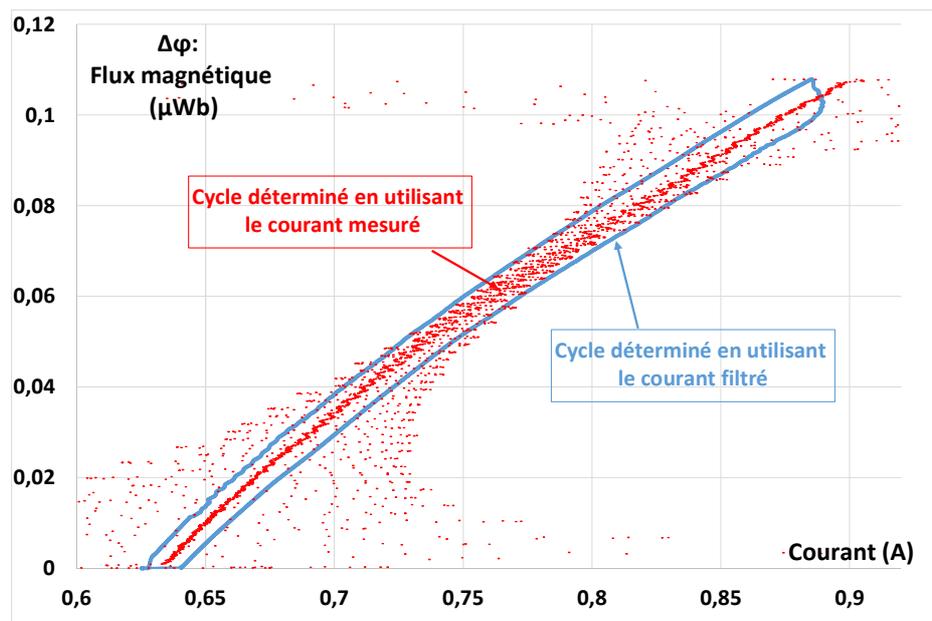
Avec : N l'ordre du filtre.

Un ordre de 150 de ce filtre a permis d'obtenir un courant « sans oscillations » indiqué dans la figure 108-a. Cependant, le cycle $\varphi(i)$ correspondant présente une surface largement supérieure

à celle du cycle mesuré (figure 108-b). Par conséquent, un tel résultat conduit à surestimer les pertes fer.



a)



b)

Figure 108: Résultats de filtrage : a) courant filtré, b) cycle obtenu à partir du courant filtré

En conclusion, dans tous les cas, les filtres (analogique et numérique) introduisent un retard ou déphasage même à une fréquence beaucoup plus faible que la fréquence de coupure. Par conséquent, le filtrage ne peut pas être utilisé dans notre application ; une autre approche est nécessaire.

✚ Modélisation du courant

Les techniques de moyennage et de filtrage n'ont pas permis de minimiser correctement les signaux parasites observés sur le courant $i(t)$. Une approche d'élimination de ces signaux parasites est proposée dans ce travail. Il s'agit de la modélisation du courant $i(t)$ basée sur les équations différentielles du circuit test et les données expérimentales (courants maximal I_{on} et minimal I_T comme montrés dans la figure 107).

Considérons le circuit test utilisé pour la mesure (figure 109). Ce circuit est constitué principalement d'un interrupteur (MOSFET), d'une diode de roue libre, d'un shunt de courant, du CST et d'une alimentation DC. Comme décrit au paragraphe I.2.1 du chapitre 1, son fonctionnement peut se résumer en deux phases : A la première demi-période, l'interrupteur est fermé et la diode roue libre est bloquée (phase 1). Pendant la phase 2, l'interrupteur est ouvert tandis que la diode de roue libre est conductrice. Pour ces deux phases de fonctionnement, deux circuits électriques différents sont définis, le courant qui traverse ces circuits est décrit par les équations différentielles (4.10) et (4.11) en prenant en compte quelques éléments essentiels du circuit (la résistance R_{DSON} du MOSFET, la résistance continue r de la bobine, la chute de tension aux bornes de la diode U_d , la résistance du shunt R_{shunt} , la tension d'alimentation V_{cc}).

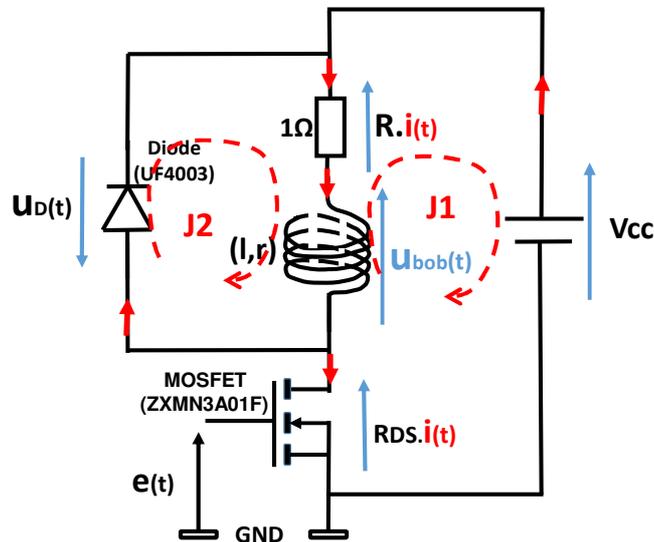


Figure 109: Schéma électrique du circuit test

L'origine des temps est définie dans la figure 4.13-b.

Phase 1 :

$$l_{(i)} \frac{di(t)}{dt} + R_{equ} \cdot i(t) = V_{cc} \quad (4.10)$$

$$\text{Phase 2 :} \quad l_{(i)} \frac{di(t)}{dt} + (r + R_{sh}). i(t) = -u_{D(t)} \quad (4.11)$$

$l_{(i)}$ est l'inductance qui dépend du niveau du courant, elle ne peut pas être considérée comme constante sauf pour de faibles variations du courant.

$R_{equ} = R_{sh} + r + R_{DS(on)}$ avec R_{sh} : résistance du shunt, r : résistance continue du CST, $R_{DS(on)}$ résistance drain-source du MOSFET lorsqu'il est saturé.

$u_{D(t)}$: chute de tension aux bornes de la diode de roue libre (diode conductrice).

Pour de faibles variations du courant dans la diode, la tension à ses bornes peut être supposée constante et l'équation différentielle (4.11) peut être simplifiée comme suit :

$$l_{(i)} \frac{di(t)}{dt} + (r + R_{sh}). i(t) = U_D \quad (4.12)$$

Les équations (4.10) et (4.12) sont des équations différentielles non linéaires de premier ordre.

Les solutions peuvent s'écrire de façon suivante :

$$\text{Phase 1 :} \quad i_m(t) = A. e^{-\frac{t}{\tau_m(i)}} + B \quad (4.13)$$

$$\text{Phase 2 :} \quad i_d(t) = C. e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau_d(i)}} + D \quad (4.14)$$

Où : τ_m et τ_d ne sont pas des constantes mais dépendent du courant circulant dans les deux circuit électriques.

Dans l'annexe I, des informations concernant la détermination $\tau_m(i)$ et $\tau_d(i)$ ainsi que les solutions des équations différentielles sont détaillées.

La figure 110 montre le courant mesuré et son modèle obtenu à l'aide de l'approche présentée précédemment. Le cycle déterminé en utilisant le courant modélisé est montré à la figure 111 (cycle en couleur bleu) .

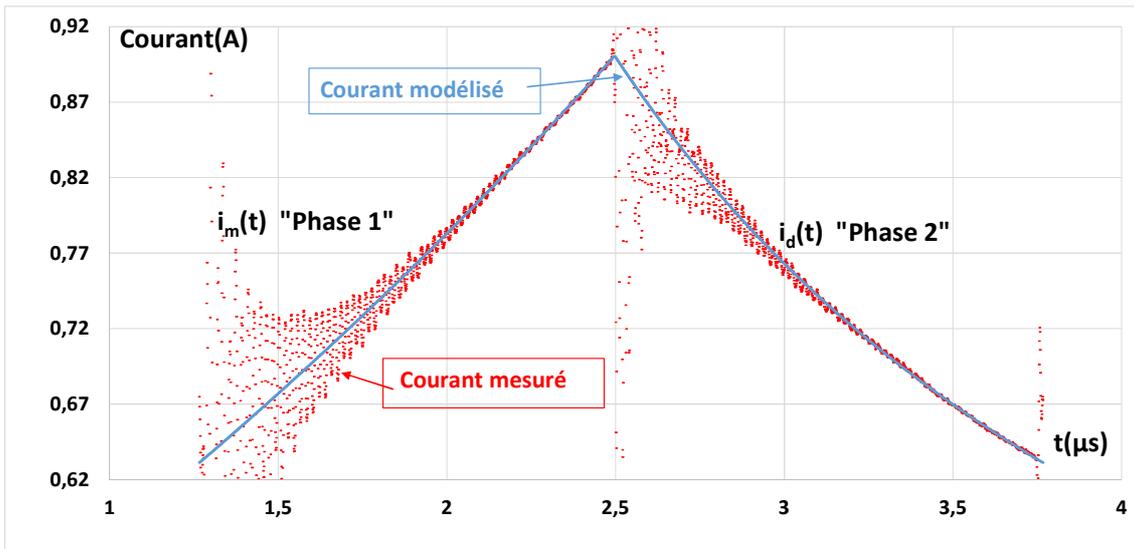


Figure 110: Courant mesuré et sa courbe modélisée

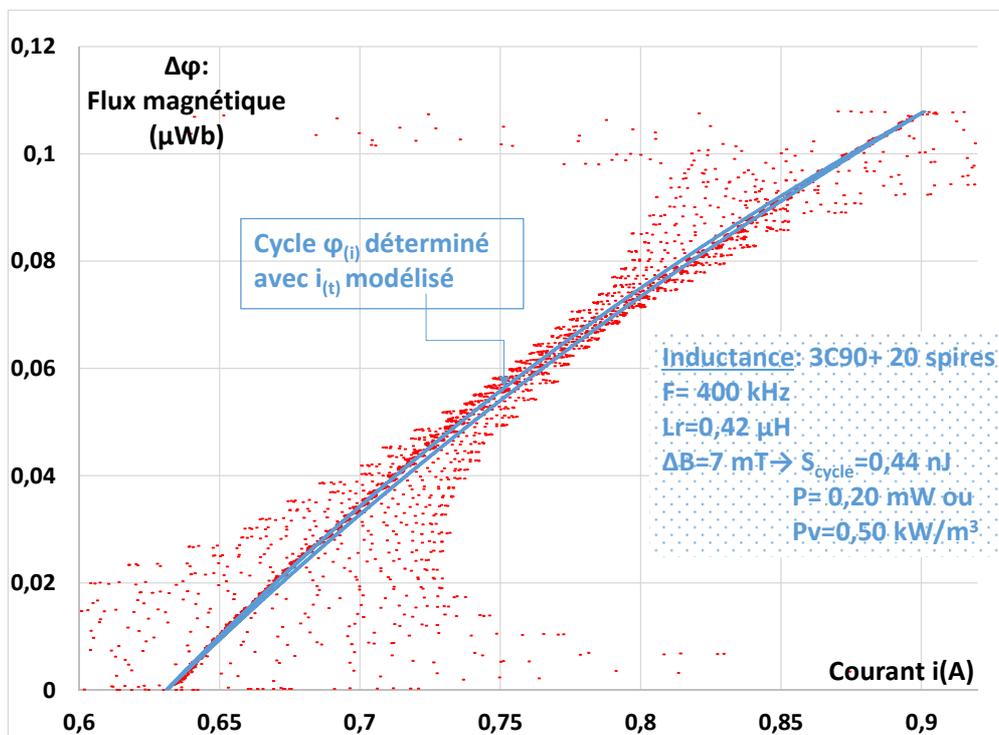
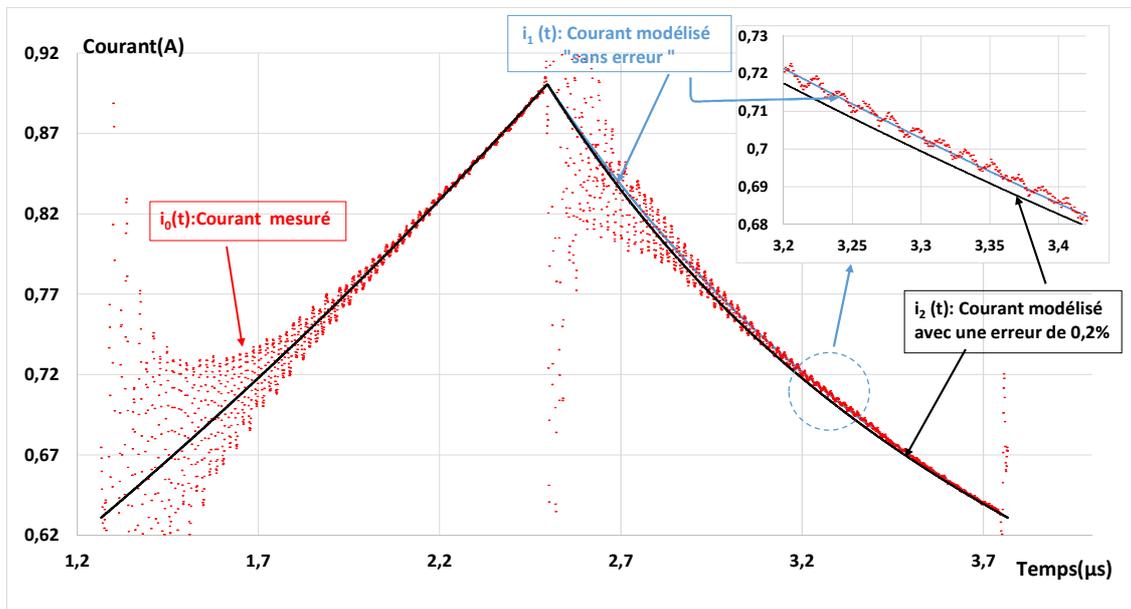


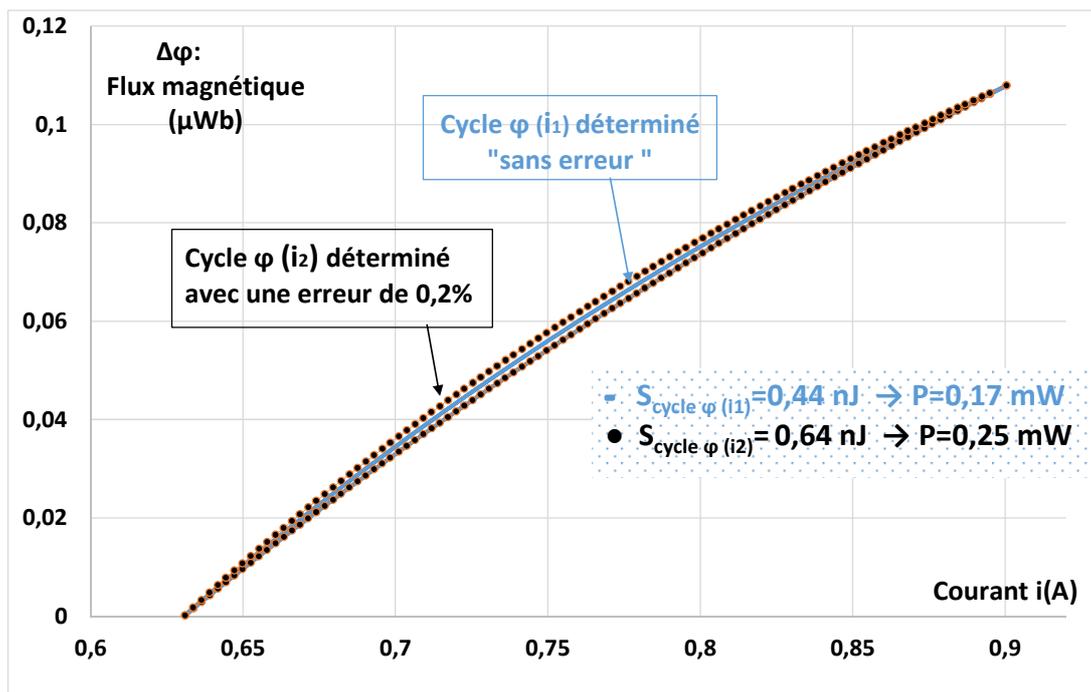
Figure 111: Cycle $\varphi(i)$ déterminé en utilisant $i(t)$ modélisé

Il convient de noter que le cycle $\varphi(i)$ ainsi déterminé reste sensible aux erreurs de modélisation. Par exemple en se trompant de 0,2% sur les valeurs du courant modélisé descendant (courant $i_2(t)$ montré dans la figure 112-a) cela fait élargir le cycle et conduit à une erreur de 45% sur les pertes fer évaluées (figure 112-b). Par conséquent, la modélisation du courant est assez critique, une attention toute particulière doit être apportée à cette étape pour obtenir un courant modélisé

proche du courant mesuré ce qui permet d'éviter la surestimation des pertes dans le matériau magnétique.



a)



b)

Figure 112: Impact de l'erreur de modélisation sur le cycle : a) modèle du courant avec une erreur de 0,2%, b) comparaison des cycles avec et « sans erreur »

IV. 1.2 : Validation du banc de mesure

Idéalement le cycle d'hystérésis d'une inductance à air est linéaire (l'aire du cycle est nulle) comme montré dans la figure 113-a pour des excitations sinusoïdales $u(t)$ et $i(t)$. Mais s'il y a un retard quelconque sur $u(t)$ ou sur $i(t)$ relevé, le cycle $\varphi(i)$ présente une aire non nulle comme par exemple celui montré dans figure 113-b. Ce déphasage peut provenir des effets inductifs et capacitifs des équipements de mesure utilisés. Ainsi, pour déterminer la limite en termes de fréquence de notre dispositif de mesure, nous avons caractérisé une inductance à air (figure 93-a) à différentes fréquences.

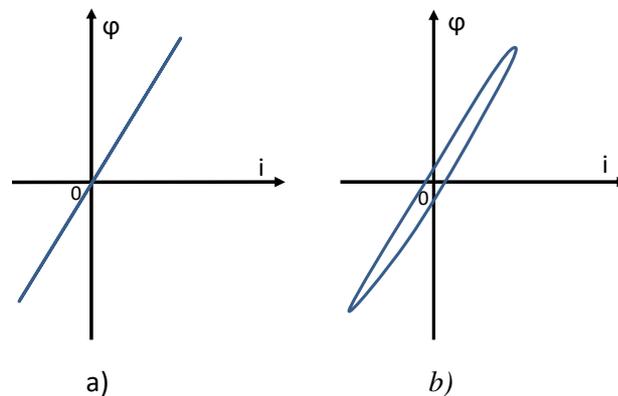


Figure 113: Cycle d'hystérésis d'une inductance à air : a) cycle $\varphi(i)$ typique, b) cycle $\varphi(i)$ présentant des pertes fer dues au retard sur $u(t)$ ou sur $i(t)$ ou encore les deux

En basse fréquence, le cycle relevé présente une aire nulle, en augmentant la fréquence, il est possible de déterminer la limite fréquentielle de notre banc de mesure, c'est-à-dire la fréquence minimale pour laquelle les décalages temporels sont encore négligeables. Le résultat obtenu (figure 114) montre un cycle avec une aire non nulle à partir de 1,3 MHz.

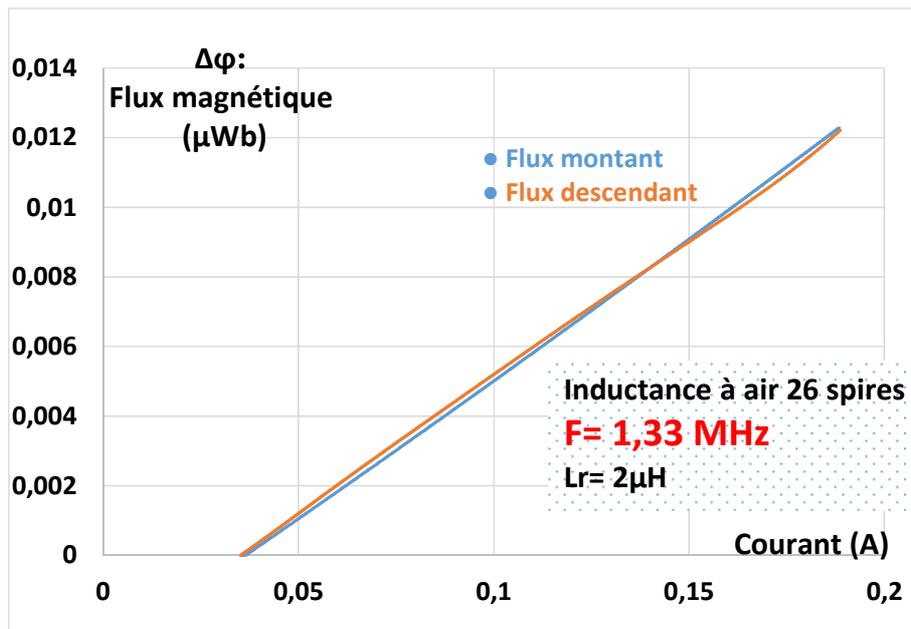
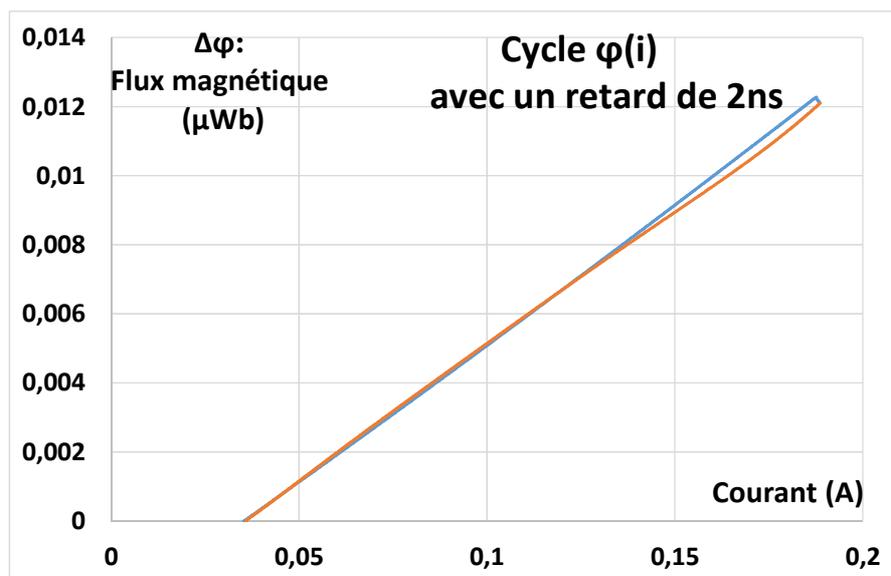
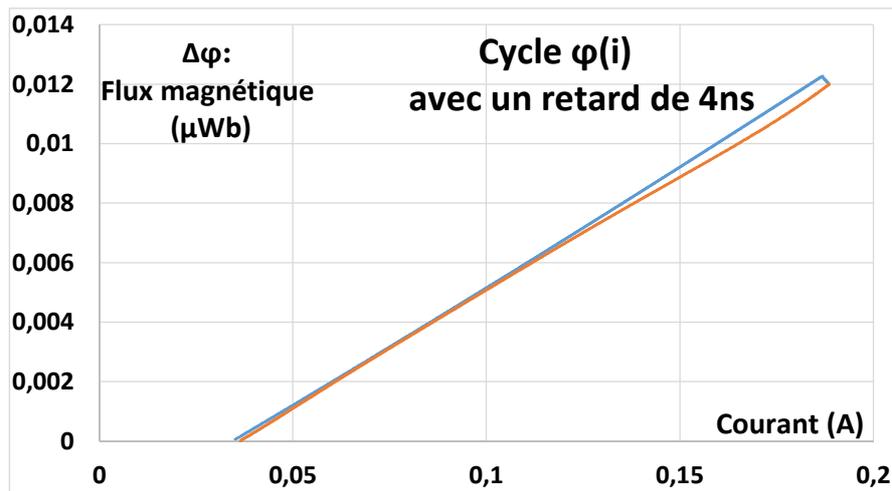


Figure 114: Cycle d'hystérésis $\varphi(i)$ d'une inductance à air constituée de 26 spires

Pour estimer ce décalage, nous avons introduit un décalage de 2ns et de 4 ns sur le courant mesuré. Les cycles déterminés avec ces retards sont respectivement montrés aux figures 115-a et 115-b. Au travers de ces cycles, on peut en déduire que le retard temporel Δt introduit par nos appareils de mesure est inférieur à 2 ns. Ce retard comparé à la valeur limite égale 5 ns (déterminée à la sous-section IV. 1.1.2) selon lequel au-delà de cette valeur, les pertes évaluées sont surestimées, les mesures faites dans la plage allant de 35 kHz à 1 MHz sont donc acceptables.



a)



b)

Figure 115: Cycles d'hystérésis déterminés avec des retards : a) de 2 ns, b) de 4 ns

Conclusion : Avant de passer aux résultats supplémentaires obtenus, il convient de noter qu'un décalage temporel d'un des deux signaux mesurés ($u_{(t)}$ ou $i_{(t)}$) conduit à surestimer les pertes magnétiques mais reste sans effet sur la valeur de l'inductance et le niveau de saturation du matériau magnétique.

IV. 2 : RESULTATS CONCERNANT DES INDUCTANCES DISCRETES

Dans cette partie, il sera présenté des résultats relatifs aux inductances discrètes. Il s'agit des inductances à 2, 5 et 20 spires toutes réalisées à base du ferrite 3C90 de forme torique (TN14/9/5). Les résultats portent pour différents cycles, sur la valeur de l'inductance en fonction du courant de polarisation DC et sur les pertes fer en fonction de l'amplitude du champ magnétique appliqué et la fréquence de fonctionnement.

IV. 2 .1 : Différents cycles mineurs

En guise de rappel, pour des excitations sinusoïdales, le matériau magnétique est exploité dans quatre quadrants de la caractéristique $\varphi_{(i)}$. Cependant, dans les convertisseurs DC-DC classiques (Buck, Boost, Flyback, etc.) avec des formes d'ondes rectangulaire et triangulaire associées une composante continue importante, des cycles mineurs dynamiques sont décrits dans le quadrant positif de $\varphi_{(i)}$. La figure 116 illustre un cycle majeur pour une forte excitation sinusoïdale et des cycles mineurs résultants des formes d'ondes d'excitation d'un convertisseur DC-DC classique.

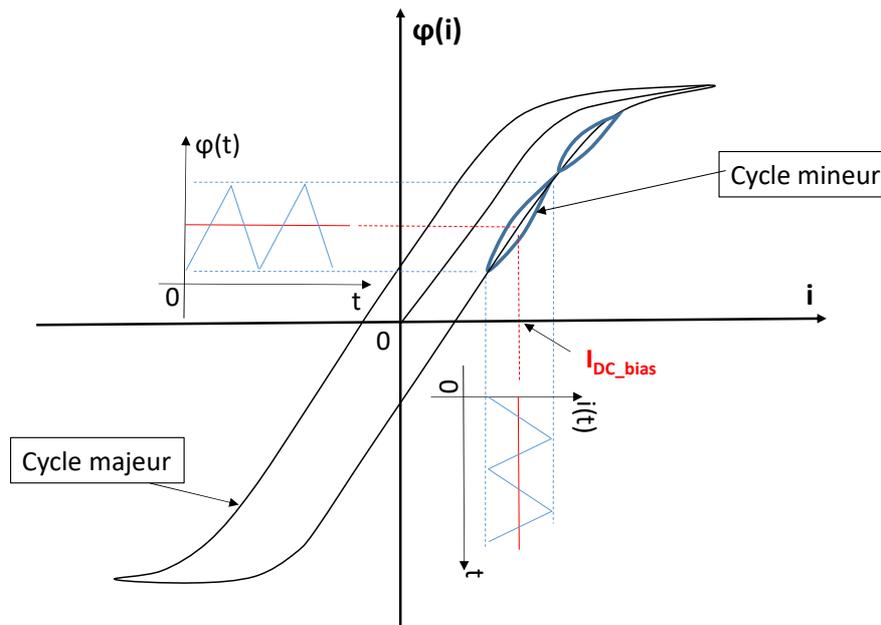


Figure 116: Cycles majeur et mineur $\varphi(i)$ typiques d'un matériau magnétique

Des cycles mineurs dynamiques obtenus au moyen de notre banc expérimental sont montrés dans les figures 117-119. Le dispositif sous test est l'inductance de 5 spires. Les deux premiers cycles (figure 117 et 118) sont mesurés à 500 kHz. L'un (figure 117) est à faible courant et à faible composante continue ($\Delta i=0,04$ A, $I_{DC}= 0,09$ A), l'autre (figure 118) présente un fort courant et une forte composante continue ($\Delta i=0,55$ A, $I_{DC}= 1$ A).

Le premier cycle se situe dans la partie linéaire de la caractéristique $\varphi(i)$ et présente une très faible épaisseur S_{cycle} égale à 0,3 nJ. L'inductance réversible correspondante $\Delta\varphi / \Delta i$ est élevée : L_r égale à 4,2 μ H.

En revanche le second cycle se situe dans la zone de saturation et présente une inductance réversible faible L_r égale à 0,7 μ H. L'énergie dissipée pour un cycle est relativement faible, égale à 8,6 nJ.

Remarque : La notice technique du circuit magnétique TN14/9/5 indique une saturation importante pour une excitation H_{sat} égale à 125 A/m (voir annexe II, figure 132-b) et une longueur effective l_e égale à 35 mm. Ainsi, un courant $I = \frac{1}{N} \cdot H_{sat} \cdot l_e = \frac{1}{5} \times 125 \times 0,035 = 0,8$ A permet effectivement de saturer le circuit magnétique.

Pour le même composant sous test, lorsqu'on diminue la valeur de la fréquence de fonctionnement du convertisseur à 35 kHz, la composante AC du courant augmente (Cf.

équation 1.8). Le cycle correspondant à ce point de fonctionnement (figure 119) montre trois zones : linéaire, coude de saturation et saturation.

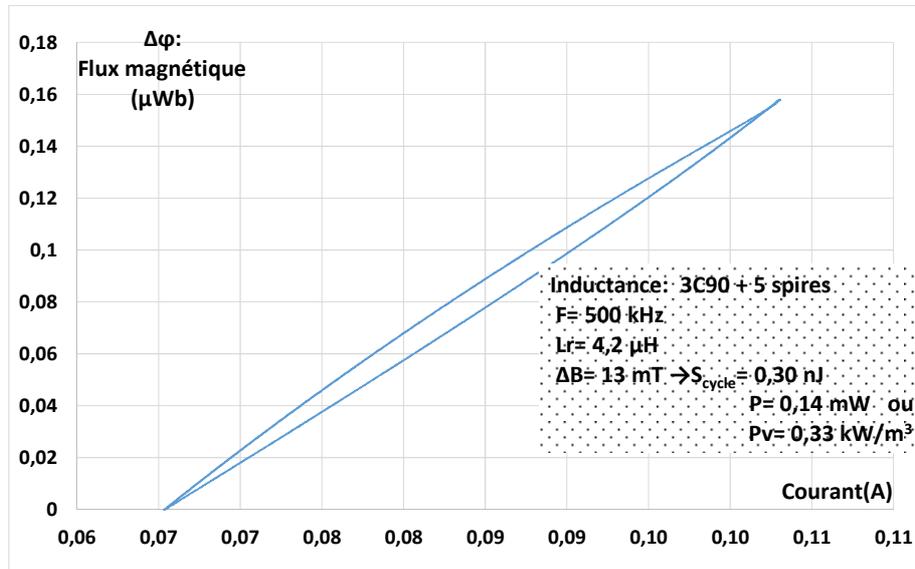


Figure 117: Cycle $\phi(i)$ à 500 kHz, faibles AC et DC

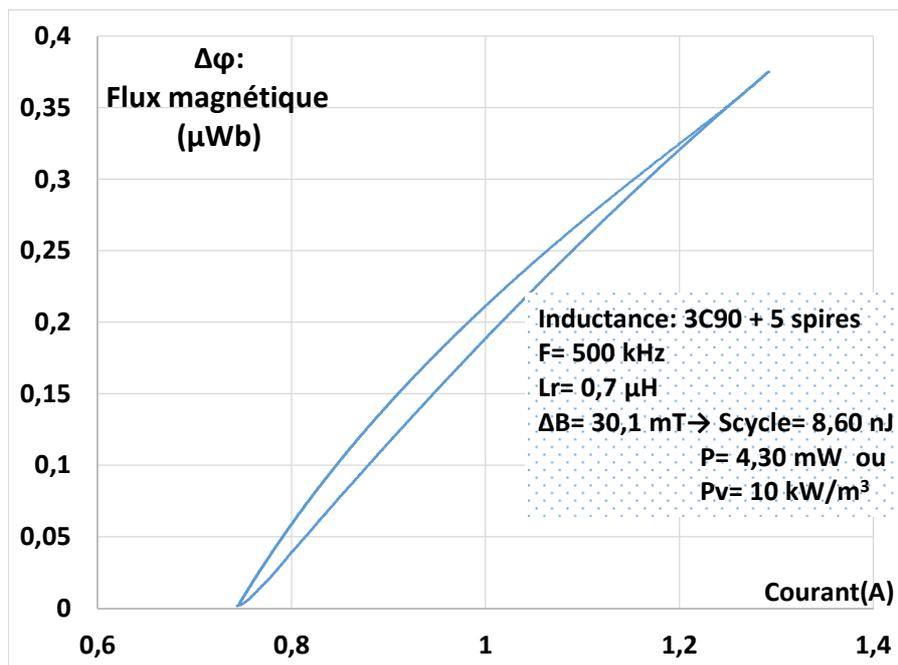


Figure 118: Cycle $\phi(i)$ à 500 kHz, faible AC et fort DC

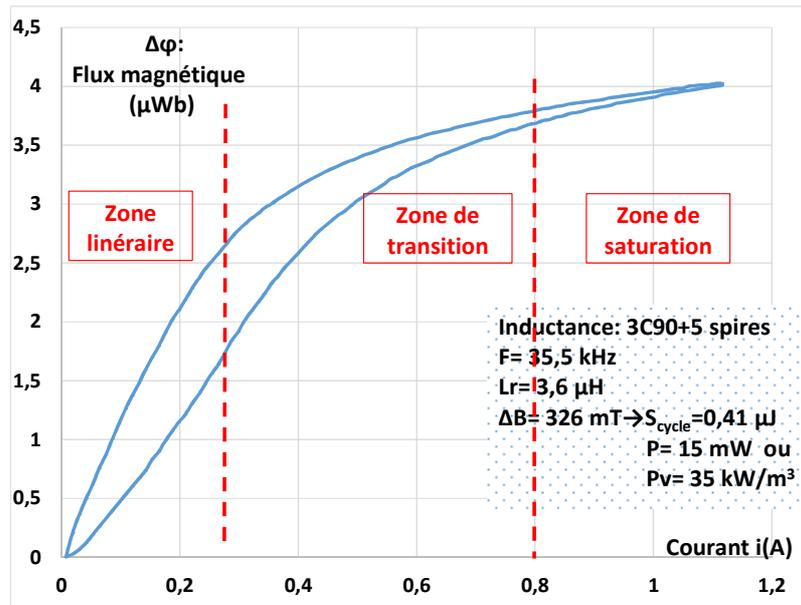


Figure 119: Cycle $\varphi(i)$ à 35 kHz, forts AC et DC

IV. 2.2 Etude de la valeur de l'inductance en fonction du courant de polarisation

L'inductance réversible en fonction du courant de polarisation DC est montrée à la figure 120 pour une fréquence de fonctionnement de 400 kHz. L'inductance sous test est celle présentée à la figure 93-b. Pour différents niveaux du courant de polarisation DC et pour de faibles excitations AC, des cycles mineurs dynamiques $\varphi(i)$ étaient mesurés.

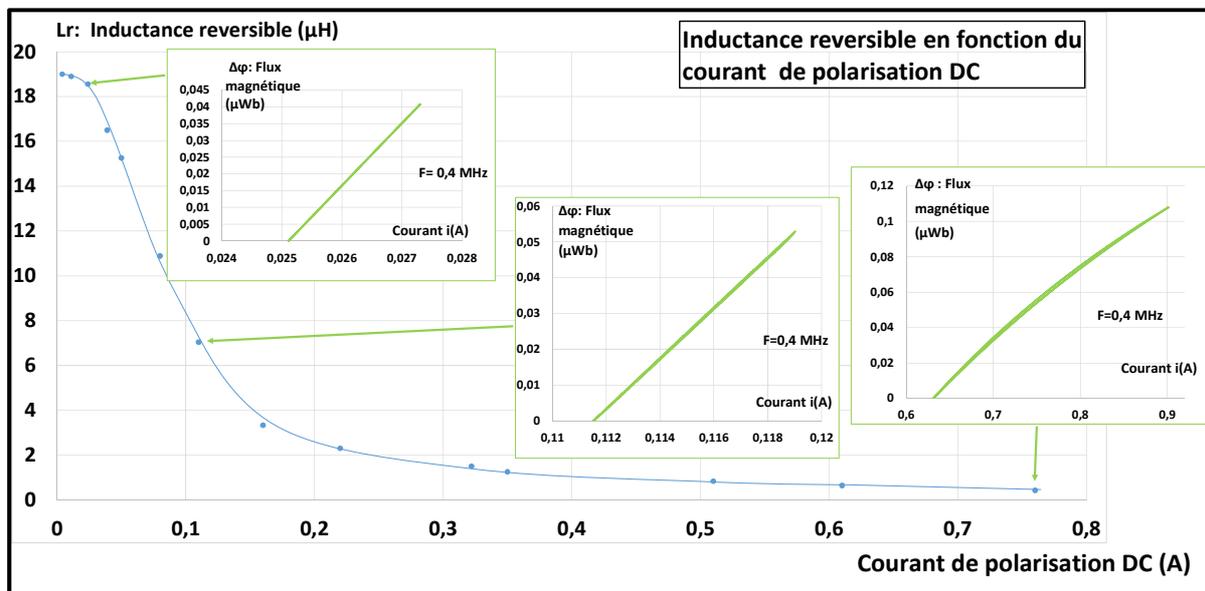


Figure 120: Inductance réversible en fonction du courant de polarisation DC : cas de l'inductance discrète (figure 93-b)

Pour de forts niveaux du courant de polarisation DC (≥ 200 mA), l'inductance réversible devient faible à cause de la saturation du matériau magnétique. Cette courbe montre clairement que pour des valeurs faibles du courant DC (< 50 mA), l'inductance est presque constante et décroît fortement au-delà de cette valeur et devient très faible dans la zone de saturation.

IV. 2.3 Etude des pertes fer en fonction de la fréquence et du champ magnétique

La nouvelle méthode de caractérisation proposée dans ce travail permet également d'évaluer les pertes dans le matériau magnétique suivant le point de fonctionnement du convertisseur. Les pertes fer sont déterminées en calculant numériquement l'aire du cycle d'hystérésis $\varphi_{(i)}$ que l'on multiplie par la fréquence de fonctionnement du convertisseur. Pour les résultats montrés à la figure 121, des mesures ont été réalisées en fonctionnement discontinu du courant à différentes fréquences et différents niveaux de tension aux bornes de l'inductance sous test. Il faut noter que les excitations sous lesquelles est soumis le CST (figure 93-b) sont $u_{(t)}$ de forme rectangulaire avec un rapport cyclique de 50% et $i_{(t)}$ de forme triangulaire avec une composante continue variable. Le matériau magnétique étant aimanté. Les mesures sont faites à la température ambiante du laboratoire.

Les résultats montrent que plus l'amplitude du champ magnétique augmente plus les cycles décrits sont larges ce qui se traduit par plus de puissance dissipée dans le matériau magnétique. Aussi, plus la fréquence augmente plus le cycle grossit à cause des courants de Foucault (figure 13) et donc plus de pertes fer. Il serait encore plus intéressant de prendre en compte l'aspect température du CST dans l'évaluation de ces pertes.

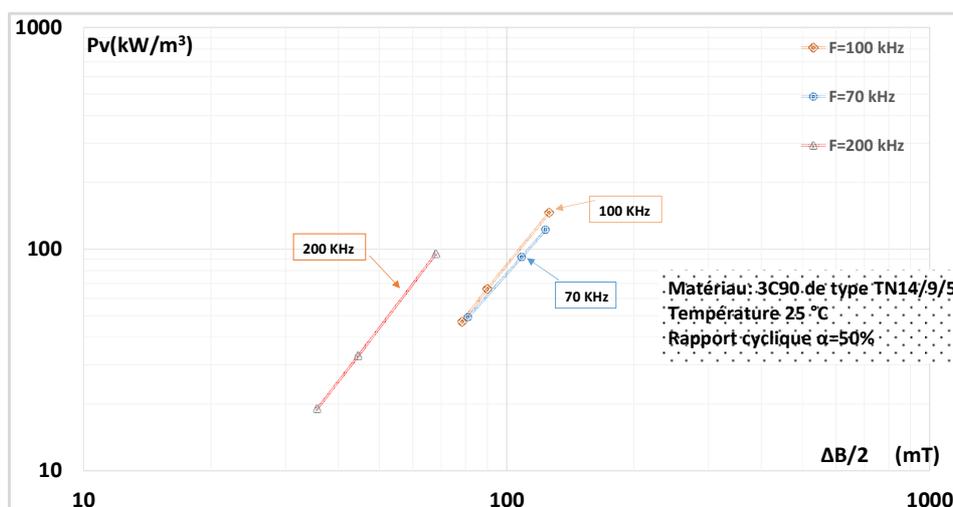


Figure 121: Pertes dans le matériau magnétique 3C90 en fonction de l'amplitude du champ magnétique et de la fréquence

Les résultats ainsi obtenus ne peuvent pas être comparés à ceux du constructeur parce que les conditions de mesure ne sont pas les mêmes : formes d'ondes, état du matériau (désaimanté ou non désaimanté), etc.

IV. 3 : RESULTATS CONCERNANT DES INDUCTANCES PLANAIRES INTEGREES

Deux composants planaires intégrées sont étudiés dans cette section. L'un est une inductance double couche à 10 spires (figures 93-d). Il est réalisé à base du ferrite 3C90, matériau basse fréquence. Par contre, l'autre à base d'un matériau haute fréquence, le YIG (figure 93-c). Les résistances basse fréquence R_{DC} de chacun de ces échantillons extraites à l'aide de l'Impédancemètre Agilent 4294A (figure 135 à annexe II) sont respectivement égales à $3,86 \Omega$ et à $4,33 \Omega$.

IV. 3.1 : Inductance planaire intégrée basse fréquence

IV. 3.1.1 : *Différents cycles mineurs*

Comme le cas des inductances discrètes au paragraphe IV.2 .1, des cycles mineurs ont été relevés cette fois-ci à 100 kHz pour différents niveaux du courant de polarisation DC. Les résultats sont présentés sur les figures 122-a et 122-b. Par exemple, le premier cycle montré à la figure 122-a, la tension et le courant dont résulte ce cycle sont présentés sur la figure 123:

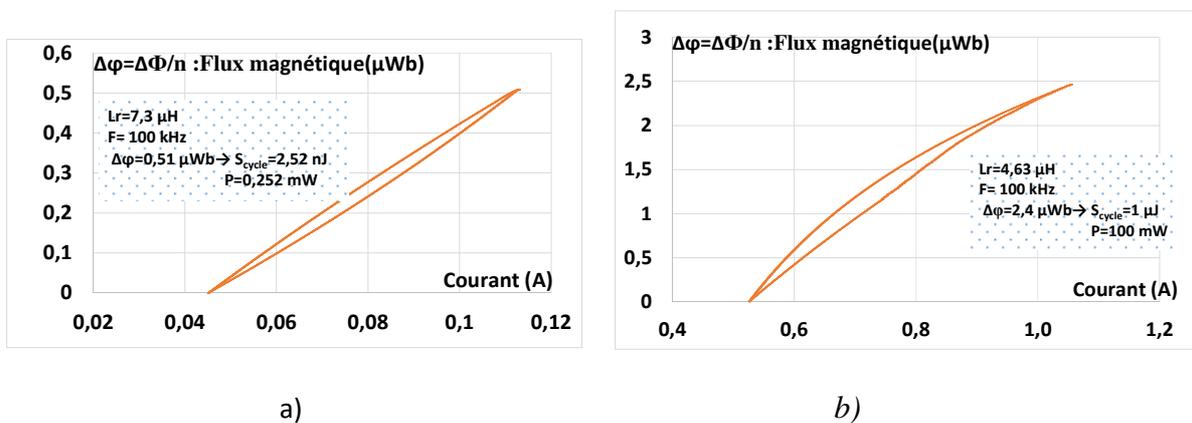


Figure 122: Cycles mesurés à 100 kHz d'une inductance planaire (double couche de 3C90 + 10 spires) : a) cycle à faible niveau du courant et b) cycle à fort niveau du courant

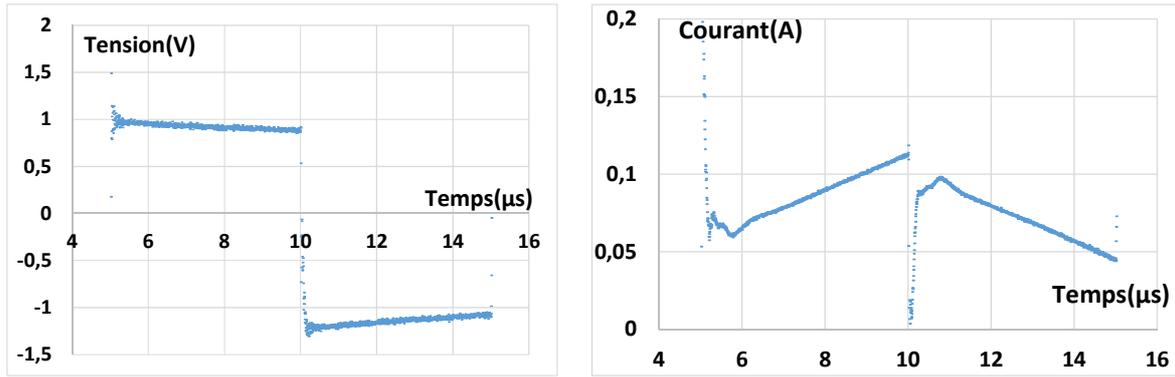


Figure 123: Les grandeurs $u(t)$ et $i(t)$ correspondant au cycle $\varphi(i)$ montré dans la figure 4.25-a

IV. 3.1.2 : Inductance en fonction du courant de polarisation DC- comparaison des résultats

Le travail qui a été effectué au paragraphe IV. 2.2 a été repris ici mais cette fois-ci avec une inductance planaire double couche (figure 93-d). Les mesures ont été réalisées pour différents courants de polarisation à 100 kHz. Les cycles correspondant à ces niveaux de courant sont montrés dans la figure 124. A partir de ces cycles mineurs dynamiques, les valeurs de l'inductance réversible sont déterminées et tracées en fonction du courant de polarisation DC (I_{DC_bias}). La valeur de l'inductance est presque constante pour I_{DC_bias} inférieur à 100 mA puis diminue lorsque I_{DC_bias} dépasse cette valeur.

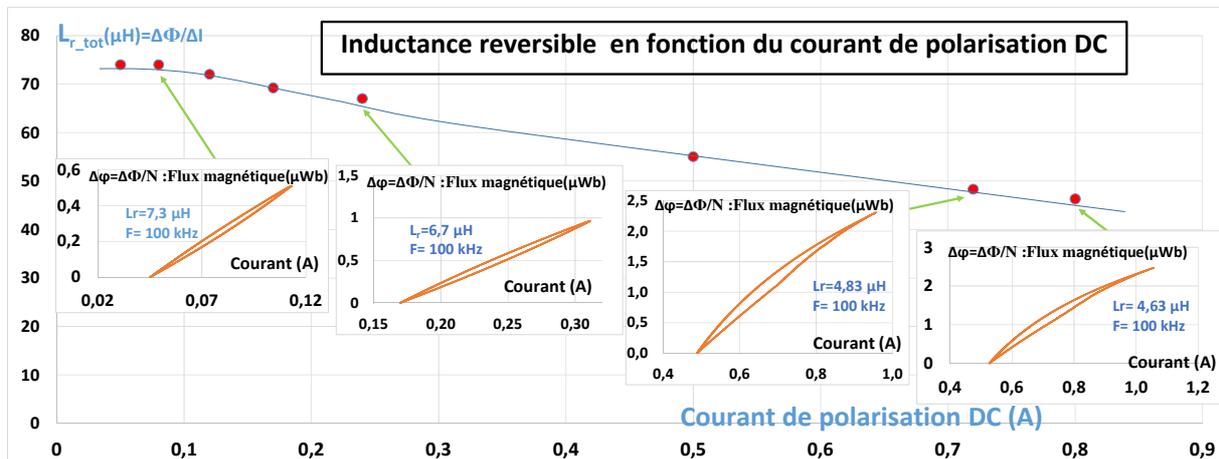
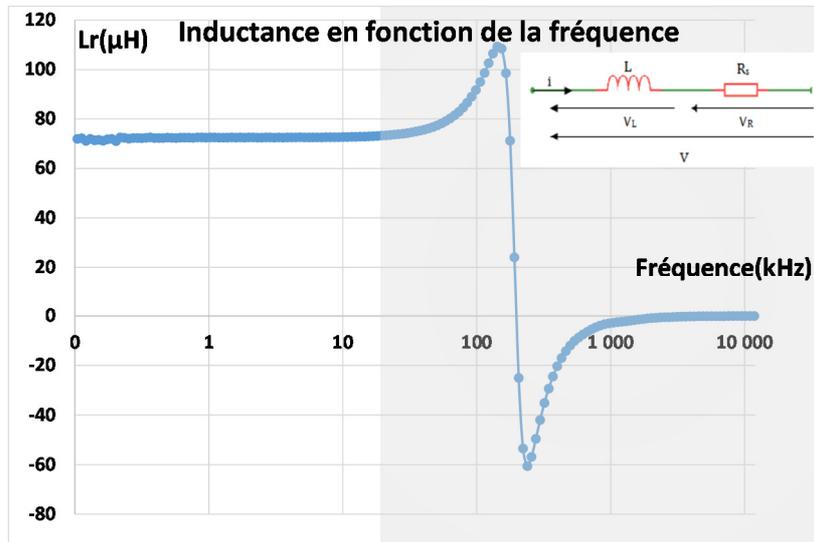


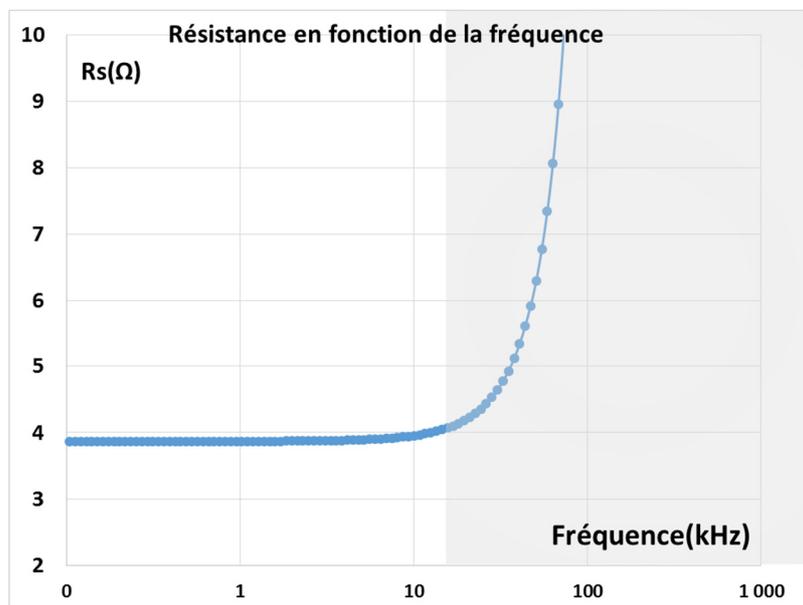
Figure 124 : Inductance réversible en fonction du courant de polarisation DC : cas de l'inductance planaire double couche 10 spires présentée dans la figure 3.11-c

Pour ce même échantillon, avant de l'utiliser dans le circuit test (convertisseur DC-DC), nous l'avons caractérisé classiquement à l'aide l'Impédancemètre Agilent 4294A dans le but d'avoir un ordre de grandeur de L_r et comparer avec les mesures réalisées sur la carte. Les valeurs de l'inductance réversible et de la résistance série sont extraites (excitation à faible signal sinus ~

mA) en fonction de la fréquence en utilisant le modèle électrique RL de l'inductance. Les résultats sont présentés figure 125. La valeur de l'inductance réversible reste constante égale environ 73 μH pour des fréquences inférieures à 20 kHz. Au-delà de cette fréquence, les effets capacitifs deviennent non négligeables et donc les valeurs de l'inductance et de la résistance extraites n'ont pas de sens physique. La résonance est atteinte au tour de 150 kHz.



a)



b)

Figure 125: Mesures réalisées à l'aide l'Impédancemètre Agilent 4294A : a) et b) : Inductance et sa résistance série en fonction de la fréquence

En comparant la valeur de l'inductance extraite par les deux méthodes de caractérisation, c'est-à-dire la méthode de caractérisation petits signaux et la nouvelle méthode proposée, nous obtenons finalement des valeurs proches à 100 kHz pour de très faibles niveaux du courants de polarisation DC ($I_{DC_bias} < \text{à } 100 \text{ mA}$).

IV. 3.2 : Inductance planaire intégrée haute fréquence

Pour étendre le domaine d'application de la méthode proposée, des tests ont été effectués sur un échantillon haute fréquence présenté à la figure 93-c. Cet échantillon est constitué d'une couche de YIG de 1mm sur lequel est gravée une spirale de 15 spires. Sa fréquence de résonance est autour de 100 MHz [117]. Le courant et la tension relevés à 1 MHz aux bornes cette inductance sont montrés à la figure 126. On observe quelques oscillations sur le courant et la tension juste après les commutations du MOSFET.

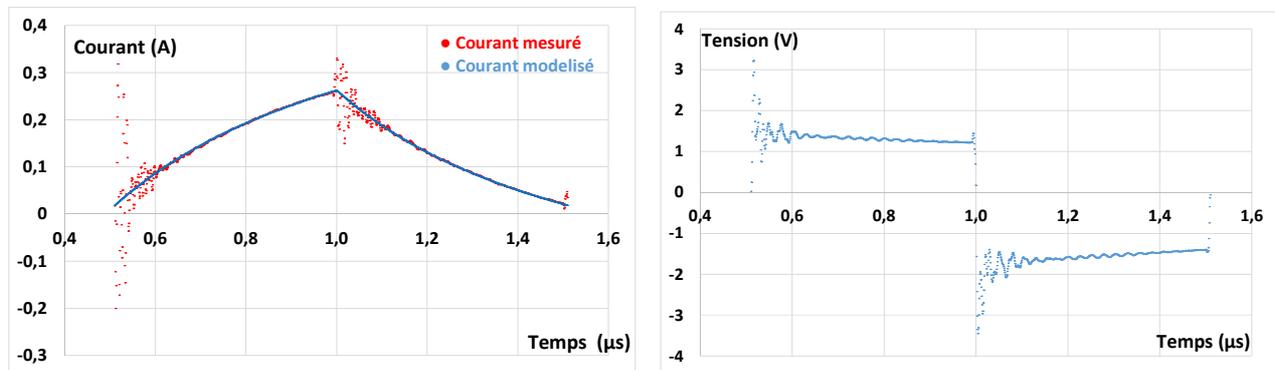


Figure 126: Grandeurs $i(t)$ (à gauche) et $u(t)$ (à droite) relevés à 1 MHz aux bornes de l'inductance à une couche de YIG

L'intégration numérique des grandeurs $u(t)$ et $i(t)$ conduit aux courbes ci-dessous (figure 127)

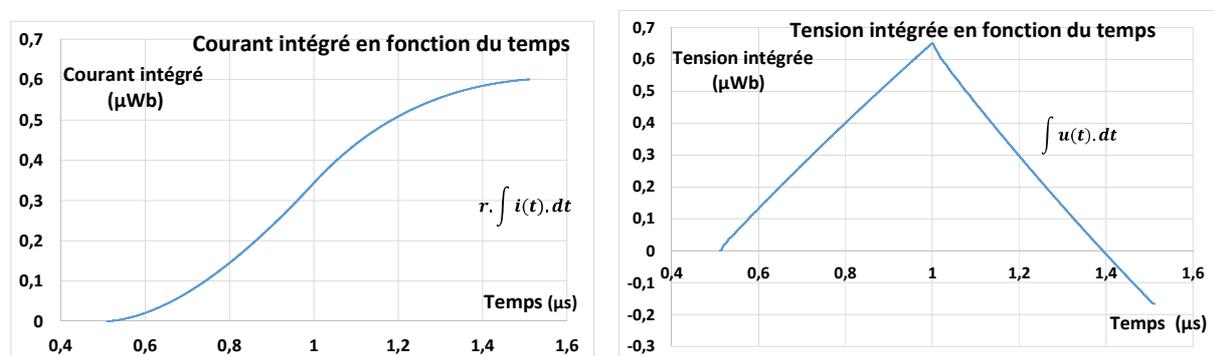


Figure 127: Grandeurs intégrées en fonction du temps : courant (à gauche) et tension (à droite)

Le cycle $\phi(i)$ déterminé après intégration est présenté figure 128. Ce cycle est moins épais représentant une énergie perdue de 0,15 nJ (soit une dissipation de 0,15 mW) pour une

excitation AC de 244 mA avec une composante continue de 140 mA. La valeur de l'inductance déterminée dans ces conditions est égale à 2,80 μH .

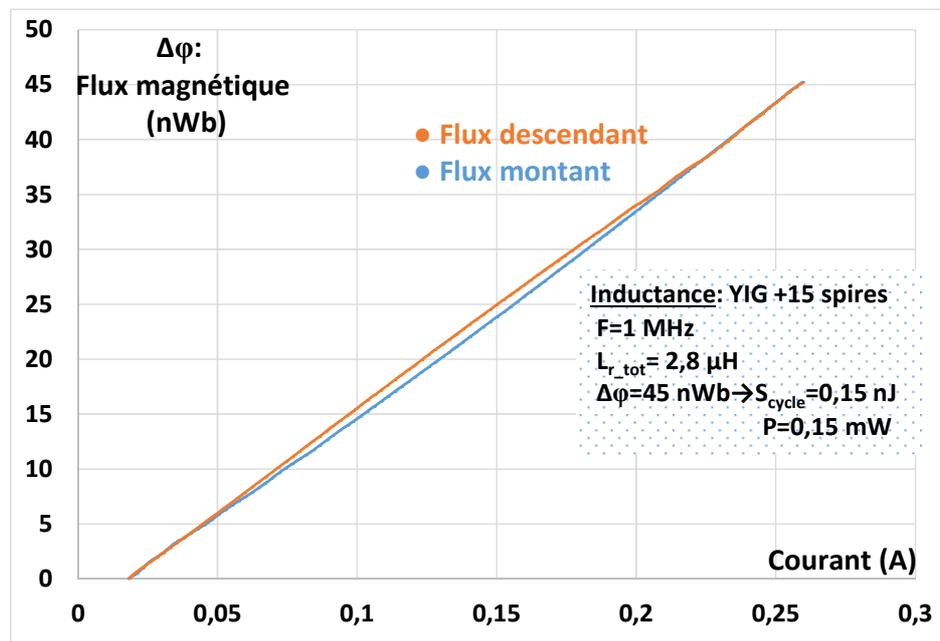


Figure 128: Inductance planaire intégrée une couche (figure 3.11-c) : Cycle d'hystérésis $\phi_{(i)}$

IV. 3 : CONCLUSION

La caractérisation des inductances en régime sinus petits signaux ne permet pas de déterminer les paramètres exacts du composant lorsqu'il est utilisé dans un environnement particulier. Une nouvelle méthode de caractérisation temporelle adaptée aux composants planaires intégrés a été développée dans ce travail. L'approche est basée sur la caractéristique $\phi_{(i)}$ du composant qui permet de déterminer la valeur de l'inductance, le niveau de saturation du matériau et les pertes fer dans les conditions réelles d'utilisation. La méthode a été testée avec succès sur les inductances discrètes et planaires intégrées. Les résultats montrent que la valeur de l'inductance décroît lorsque le courant de polarisation augmente. Par exemple pour le cas de l'inductance planaire double couche (figure 93-c), au-delà de 100 mA (figure 124), on observe que la valeur de l'inductance diminue. Il convient de noter que la puissance dissipée dans le matériau quand le composant est en service dépend non seulement de l'amplitude et de la forme du champ magnétique, de la fréquence, et de la température de fonctionnement mais aussi du courant de polarisation continue, de rapport cyclique des ondes d'excitation et du champ rémanent si le matériau n'est pas désaimanté [72]. Ainsi, il est difficile de comparer les pertes estimées dans ce travail à celles données par le constructeur car les conditions de mesures

ne sont pas les mêmes. Au travers de la courbe de l'inductance en fonction du courant de polarisation DC montrée à la figure 120, il est effectivement possible avec la nouvelle méthode de caractérisation de déterminer le niveau de saturation du matériau magnétique du composant lorsque celui-ci fonctionne dans son environnement.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Les travaux de thèse présentés dans ce rapport portent sur la caractérisation des composants magnétiques planaires intégrés dans leur environnement. L'objectif était de trouver une méthode de caractérisation capable d'extraire les principaux paramètres du composant (inductance en fonction du niveau du courant de fonctionnement, les pertes fer, ...) dans des conditions d'utilisation de l'électronique de puissance.

Quatre chapitres ont synthétisé les travaux effectués au cours de cette thèse.

Le chapitre 1 a passé en revue les inductances intégrées destinées ou utilisées dans les convertisseurs DC-DC. En outre, une étude portant sur les alimentations à découpage notamment sur la caractéristique $\varphi_{(i)}$ de l'inductance utilisée a été menée.

Comme résultat, l'état de l'art sur les inductances intégrées destinées aux convertisseurs DC-DC a classé les inductances en deux catégories :

- les inductances utilisées dans les convertisseurs fonctionnant à des fréquences élevées (de l'ordre de 100 MHz) ;
- celles utilisées en moyennes fréquences (inférieures à 100 MHz).

Les inductances de la première catégorie sont en général à air tandis que celles de la seconde sont à noyau magnétique. Il convient de préciser que ces inductances sont classiquement caractérisées avec des formes d'ondes sinusoïdales, faibles amplitudes au moyen d'équipements commerciaux tels que LCRmètre, Impédancemètre, Analyseur Vectoriel de Réseau, Magnétomètre à échantillon vibrant...

La façon dont les matériaux magnétiques des inductances sont utilisés dans les alimentations à découpage a permis de les classer en trois types. Le premier type désigne les convertisseurs d'énergie présentant des formes d'ondes d'excitation rectangulaire et triangulaire avec dans certains cas une forte composante continue. Ce sont par exemple les convertisseurs Buck, Boost, Flyback, Forward, etc. Dans ces convertisseurs classiques, le matériau magnétique du composant est utilisé dans le quadrant positif de sa caractéristique $\varphi_{(i)}$. Le convertisseur Buck quasi-résonant à commutation au zéro de courant en fonctionnement pleine onde (figure 33) est l'exemple des convertisseurs d'énergie de type deux quadrants. Ces convertisseurs présentent des formes d'ondes constituées d'une composante alternative et d'une composante continue, ce qui conduit à une exploitation du matériau magnétique dans les deux premiers quadrants de sa caractéristique $\varphi_{(i)}$. Enfin, le troisième type regroupe les convertisseurs dont les formes d'ondes

d'excitation sont alternatives avec une valeur moyenne nulle. Pour ces derniers, le matériau est utilisé dans les quatre quadrants de sa caractéristique $\varphi(i)$. Nous les nommons convertisseurs à quatre quadrants. Par exemple le convertisseur Push Pull.

Le second chapitre passe en revue les différentes méthodes de caractérisation des inductances destinées aux applications de l'électronique de puissance. Il en ressort quatre approches de caractérisation :

- la caractérisation petits signaux en régime sinus ;
- la caractérisation grands signaux en régime non sinus ;
- les méthodes de mesure à la résonance ;
- les méthodes calorimétriques.

Les avantages et les inconvénients de ces méthodes sont résumés dans le tableau ci-après :

Tableau 6: Avantages et inconvénients des différentes méthodes de caractérisation

N°	METHODES	AVANTAGES	INCONVENIENTS
1	Petits signaux sinus	+ Extraction de L(f) et R(f) + Mesures au GHz + « Facile » à mettre en œuvre	- Régime sinus - Faible amplitude - Pas de saturation du matériau
2	Grands signaux non sinus	+ Présente des formes d'ondes réelles d'un convertisseur DC-DC + Evaluation des pertes fer + Mesures de quelques kHz à 150 kHz	-Pas de détermination de L - Ajout d'un bobinage supplémentaire
3	À la résonance	+ Evaluation des pertes totales + Evaluation des pertes fer + Mesures jusqu'à 100 MHz	- Régime sinus - Pas toujours adaptée aux inductances non linéaires.
4	Calorimétrique	+ Excitation arbitraire + Evaluation des pertes totales	- Pas de séparation des pertes - Temps de mesure assez long

La première et la troisième approche permettent de faire des mesures à des fréquences élevées (jusqu'à 100 MHz et au-delà) mais leur principal inconvénient est qu'elles présentent des formes d'ondes qui ne correspondent pas à celles d'un convertisseur DC-DC. Avec la caractérisation grands signaux non sinus, le composant est étudié dans des conditions réelles d'utilisation. Cependant, un second bobinage est ajouté au CST, cela est possible avec les inductances discrètes mais pas avec les composants intégrés. Le grand avantage de la dernière approche est qu'elle est à excitation arbitraire. Mais elle ne permet pas de séparer les pertes et exige des temps de mesure assez long. En outre, les résultats restent discutables quand il s'agit de mesurer de faibles pertes.

Aucune de ces méthodes n'est adaptée à la caractérisation des composants magnétiques planaires. Par conséquent, une méthode de caractérisation temporelle basée sur la caractéristique $\varphi_{(i)}$ du composant a été proposée. Cette nouvelle approche n'impose aucune modification au CST et permet de déterminer la valeur de l'inductance, le niveau de saturation du matériau et les pertes fer dans des conditions d'utilisation. Les mesures peuvent être faites jusqu'à l'ordre du MHz.

La nouvelle méthode ainsi proposée a été appliquée à des inductances planaires intégrées réalisées au laboratoire. Les étapes de réalisation de ces inductances notamment l'inductance à une couche de matériau magnétique ont fait l'objet du chapitre 3. Elles se résument comme suit : tout d'abord un travail de mise en forme du substrat est effectué (collage-sciage-rodage-polissage). Après cette séance de micro-usinage, le substrat (ferrite collé sur le verre) est nettoyé et fixé immédiatement dans le bâti pour le dépôt d'une couche de cuivre par pulvérisation cathodique. Le motif en spirale de la couche conductrice est obtenu grâce aux étapes de photolithographie suivies de l'étape de gravure. Avant la réalisation de la connexion entre les plots central et extérieur, une couche de passivation en Or est déposée sur la couche conductrice contre l'oxydation. L'inductance double couche est obtenue par un report d'une seconde couche de ferrite sur l'inductance à une couche.

La nouvelle méthode a été testée tout d'abord sur les inductances discrètes (plus rapides à réaliser) dans un dispositif (convertisseur DC-DC) présentant les formes d'ondes réelles d'utilisation. Les différents résultats obtenus ont été présentés dans le chapitre 4. Ces résultats montrent qu'avec cette méthode, il est possible de déterminer suivant le point de fonctionnement la valeur de l'inductance, le niveau de saturation et les pertes fer. La valeur de

l'inductance sous test est déduite des cycles mineurs dynamiques mesurés. On observe que la valeur de l'inductance diminue lorsque le courant moyen dans la charge augmente.

La méthode a été ensuite appliquée avec succès sur des inductances planaires intégrées fonctionnant en basses fréquences et en hautes fréquences. La confrontation des résultats obtenus notamment la valeur de l'inductance obtenue à l'aide de la nouvelle méthode et celle obtenue au moyen de l'Impédancemètre Agilent 4294A (figures 124 et 125-a) montrent que les valeurs sont proches pour de très faibles courants de polarisation DC (<100 mA).

Il faut noter que la nouvelle méthode proposée exige une grande précision des mesures. Pour ce faire, une attention particulière doit être portée sur les appareils de mesure à utiliser (oscilloscope, sondes, shunt de courant, etc.). Pour notre cas, nous avons utilisé des équipements de mesure de haute performance. Un oscilloscope (Tektronix MDO4034-3) avec une résolution verticale de 11 bits, un taux d'échantillonnage de 2,5 GS/s et une bande passante de 350 MHz. Les sondes utilisées ont une bande passante de 500 MHz chacune. Un shunt alseltique a été spécialement réalisé pour la mesure du courant. Le courant mesuré par ce shunt présente moins d'oscillations parasites que le shunt SDN-10-2 GHz commercialisé par la société T&M Research Products Inc. En outre, l'approche exige une conception soignée du circuit de mesure afin de réduire les éléments parasites. Toutefois, des oscillations dues aux capacités et des inductances parasites en provenance du dispositif de mesure (oscilloscope, sondes, circuit de mesure, etc.) peuvent apparaître sur le courant et la tension lorsque ces grandeurs sont relevées à des fréquences élevées. Pour s'affranchir de ce problème (signaux parasites), une méthode de traitement de signal approprié notamment pour le courant traversant le CST a été proposée dans ce travail.

Comme on peut le constater, la caractérisation petits signaux en régime sinus ne permet pas de déterminer les paramètres exacts du composant magnétique intégré lorsque celui-ci se trouve dans un environnement particulier. Une méthode adaptée est nécessaire. Les résultats obtenus dans ce travail sont encourageants. Il nous semblerait intéressant d'approfondir ce travail sur les points suivants :

- Développement d'une nouvelle maquette :
 - La maquette actuelle nous permet de mesurer les variations du flux $\Delta\varphi_{(i)}$ et non $\varphi_{(i)}$ à cause de φ_0 correspondant au champ rémanent B_r . Pour désaimanter le circuit magnétique du composant, il faut dessouder le composant et venir lui appliquer un courant alternatif de forte amplitude pour pouvoir saturer le circuit puis diminuer

progressivement la valeur de ce courant jusqu'à zéro. Cette manière de faire reste compliquée et prend beaucoup du temps. A cet effet, un système automatisé est envisageable : La solution la plus simple est de charger un condensateur sous tension réglable et de le décharger (décharge oscillante) dans l'inductance.

- Réduction des oscillations parasites : On constate au niveau des signaux enregistrés à des fréquences relativement élevées (à partir de 400 kHz) la présence d'oscillations. Ces éléments parasites viennent non seulement des équipements de mesure (sondes-câbles-oscilloscope) mais également du circuit test. Il serait intéressant de retravailler la carte notamment revoir son design, l'implantation des composants, les connections, etc pour pouvoir réduire davantage ces oscillations.
- Optimisation du shunt aselfique : Le shunt actuel donne des résultats acceptables mais on peut envisager améliorer sa bande passante en étudiant l'influence du nombre des résistances, leur position les unes par rapport aux autres, la position des câbles de mesure, les connections, etc.
- Traitement de signal :
 - Optimisation de la modélisation du courant : Comme nous l'avons signalé au paragraphe IV.1.1.2. C2, dans les équations qui modélisent le courant, nous avons pris en compte quelques éléments essentiels du circuit (la résistance R_{DSON} du MOSFET, la résistance continue r de la bobine, la chute de tension aux bornes de la diode U_d , la résistance du shunt R_{shunt} , la tension d'alimentation V_{cc}). Il serait intéressant de considérer également les éléments parasites de la structure pour pouvoir optimiser le modèle du courant.
 - Etudier l'influence de ces éléments parasites sur la modélisation du courant.
- Corriger le retard introduit par l'ensemble sonde-oscilloscope dans le calcul des pertes magnétiques.
- Des mesures complémentaires à plus haute fréquence sont envisageables avec une forte composante continue mais avec de faibles composantes alternatives. L'utilisation d'un Impédancemètre (ou d'un VNA) et d'un té de polarisation comme indiqué dans la figure 129 permettraient de réaliser de telles mesures. Il ne s'agit évidemment pas de formes d'ondes de l'électronique de puissance, mais ces mesures peuvent venir en complément pour caractériser une inductance jusqu'à centaine de MHz ;

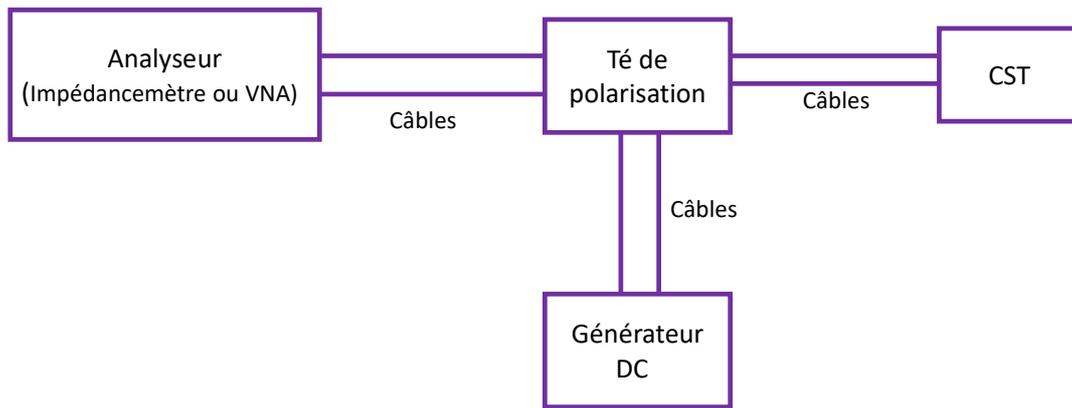


Figure 129: Schéma de principe de mesure fort courant DC associé à de faibles courants AC

➤ Pertes :

- Pertes fer : Elles sont non seulement fonction de la fréquence, du rapport cyclique, de l'amplitude du champ magnétique mais également de la température. Une étude complémentaire de ces pertes dans les conditions d'utilisation en fonction de la température est nécessaire.
- Pertes totales : Elles peuvent être évaluées par la formule (4). Cependant, une attention particulière sera portée sur les erreurs de phase des deux grandeurs $u_{(t)}$ et $i_{(t)}$. Une analyse précise de ces erreurs sur les différentes pertes (pertes fer, pertes cuivre, pertes totales) reste une piste de travail aussi intéressante.

$$P_{induc} = \frac{1}{T} \int u_{(t)} \cdot i_{(t)} \cdot dt \quad (4)$$

- Séparation des pertes fer et cuivre :

Dans ce travail, nous avons pu évaluer les pertes magnétiques. Le travail peut être poursuivi sur l'évaluation des pertes cuivre. En fait, connaissant le courant efficace dans l'inductance, on peut déterminer la résistance $R(f)$ par la formule (5) ou en utilisant la méthode développée par A. Awat [2]. Ainsi, nous pouvons déterminer les pertes Joule par la relation (6).

$$R_{(f)} = R_{DC}(1 - a\sqrt{f}) \quad (5)$$

$$P_{cui} = R_{DC}(1 - a\sqrt{f}) \cdot I_{eff}^2 \quad (6)$$

- Au cours de nos travaux, nous n'avons pas eu le temps de nous intéresser à l'évolution des pertes cuivre en fonction des formes d'ondes. Notre travail pourrait être poursuivi dans cette direction.

PUBLICATIONS:

CONGRES INTERNATIONAUX :

[MK2016] **M. Koularambaye**, A. Abderahim, L. Thiaw, S. Capraro, J. Mbainabeye, J.P.Chatelon, J.J.Rousseau « *Characterization method for inductors in their environment* », IEEE, 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), DOI: 10.1109/EPE.2016.7695429

PUBLICATIONS SOUMISES DANS DES REVUES:

[MK2017] **M. Koularambaye**, A. Abderahim, J.P. Chatelon, S. Capraro, D. Pietroy, J.J.Rousseau, « *Planar integrated inductor characterization*», IEEE Trans. Power Electronic.

[AA2017] Awat Abderahim, **Mbaitelbe Koularambaye**, Jean-Pierre Chatelon, Stéphane Capraro, David Pietroy, Jean Jacques Rousseau, « *A method to determine winding losses in integrated inductors and separate skin and proximity effects*», IEEE Trans. Power Electronic.

COMMUNICATIONS NATIONALES

1. Séminaire LABEX MANUTECH-SISE organisé par Université de Lyon à Lyon du 6 au 7 octobre 2015.

Titre : « *Réalisation d'inductances intégrées micro-usinées par laser femtoseconde* »

Auteurs : Koularambaye M^BAITELBE, Mahamat Ahmat TAHA, Awat ABDERAHIM1, Jean-Pierre CHATELON, Emmanuel BAUBEAU, Stéphane CAPRARO, Jean-Jacques ROUSSEAU, David PIETROY.

2. Journée de la recherche 2016 organisée par l'Ecole doctorale Sciences, Ingénierie, Santé de l'UJM

Titre : « *Nouvelle méthode de caractérisation des inductances dans leur environnement* »

Auteur: M. Koularambaye

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- [1] D. Yaya, “*Conception, Réalisation et Caractérisation d’Inductances Planaires à Couches Magnétiques*”, Thèse de Doctorat, Université Jean Monnet de Saint Etienne, 21 mars 2013, 170p.
- [2] O. Deleage, “*Conception, réalisation et mise en œuvre d’un micro-convertisseur intégré pour la conversion DC-DC*”, Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, novembre 2009, 190p.
- [3] A. Van den Bossche and Vencislav Cekov Valchev ‘*Inductors and Transformers for Power Electronics*’, New York, NY, USA: Taylor & Francis, 2005.
- [4] M. K. Kazimierczuk, “*High-Frequency Magnetic Components*”, Wright State University, Dayton, Ohio, USA. Edition, 2009.
- [5] C. ROUGE, “*Modélisation du rayonnement ultrasonore par un traducteur EMAT dans une pièce ferromagnétique*”, Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1, décembre 2013, 174p.
- [6] A. Désiré, “*Contribution à la réalisation d’une micro-inductance planaire*”, Thèse de doctorat, Université Jean Monnet de Saint Etienne, novembre 2010, 173p.
- [7] S. Prabhakaran, T. O’Donnell, C. R. Sullivan, M. Brunet, S. Roy, C. O’Mathuna, “*Microfabricated coupled inductors for integrated power converters*”, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 290-291 (2005), pp 1343-1346.
- [8] J. Kim, M. Kim, F. Herrault, J. Y. Park, and M. G. Allen, “*Electrodeposited Nanolaminated CoNiFe Cores for Ultracompact DC–DC Power Conversion*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 9, September 2015, pp.5078-5086.
- [9] A. Lucas, “*étude et mise au point de transformateurs large bande radiofréquence*”, Thèse de doctorat de l’Ecole Normale Supérieure de Cachan, avril 2010, 234p.
- [10] R. V. Mangalaraja, S. Ananthakumar, P. Manohar, F.D. Gnanam, “*Magnetic, electrical and dielectric behaviour of NiZnFeO prepared through flash combustion technique*”, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 253, Issues 1-2, December 2002, pp. 56-64
- [11] www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/download, Disponible en ligne, Consulté le 22-05-2016.

- [12] I. Kowase, T. Sato, K. Yamasawa, Y. Miura, "A Planar Inductor Using Mn-Zn Ferrite/Polyimide Composite Thick Film for Low-Voltage and Large-Current DC-DC Converter", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, 2005, pp. 3991-3993.
- [13] M. Mino, K. Tsukamoto, K. Yanagasiawa, A. Tago, T. Yachi, "A Compact Buck Converter Using a Thin-Film Inductor", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 1, 1996, pp. 422-426.
- [14] K.I. Arshak, B. Almkhtar, "The design and development of a novel flyback planar transformer for high frequency switch mode DC-DC converter application", Microelectronics Journal, Volume 31, Issues 11-12, December 2000, pp.929-935.
- [15] S. Iyengar, T. M. Liakopoulos, and C. H. Ahn, "A DC/DC Boost Converter Toward Fully On-Chip Integration Using New Micromachined Planar Inductors", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999, Vol. 1, pp 72-76.
- [16] J. W. Park, F. Cros, and M. G. Allen, "Planar Spiral Inductors With Multilayer Micrometer-Scale Laminated Cores for Compact-Packaging Power Converter Applications", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 40, No. 4, July 2004, pp. 2020-2022
- [17] S. G. Kim, H. S. Park, J. G. Koo, J. D. Kim, T. M. Rho, Y. H. Lee, "Monolithic double rectangular spiral thin-film inductors implemented with NiFe magnetic cores for on-chip dc-dc converter applications", Thin Solid Films 517 (2009) 420-4206.
- [18] Y. Katayama, S. Sugahara, H. Nakazawa, M. Edo, "High-Power-Density MHz-Switching Monolithic DC-DC Converter with Thin-Film Inductor", IEEE Power Electronic Specialists Conference, Vol. 3, 2000, pp. 1485-1490.
- [19] K. Ohkubo, Y. Arimoto, T. Fumoto et H. Yamasaki "Magnetic Properties and Domain Structure of High B_c Co-Based Amorphous Films", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 29, No. 6, November 1993, pp. 2530-2532
- [20] Hideyuki Ito, Asako Takeuchi, Shinya Okazaki, Hiroki Kobayashi, Yuichiro Sugawa, Akihiro Takeshima, Makoto Sonehara, Nobuhiro Matsushita, and Toshiro Sato, "Fabrication of Planar Power Inductor for Embedded Passives in LSI Package for Hundreds Megahertz Switching DC-DC Buck Converter" IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 47, N° 10, October 2011, pp. 3204-3207.

- [21] R. Anthony, N. Wang, D. P. Casey, C. Ó Mathúna, J. F. Rohan, “*MEMS based fabrication of high-frequency integrated inductors on Ni–Cu–Zn ferrite substrates*”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Volume 406, May 2016, pp. 89-94.
- [22] Y. M. Kuo, J. G. Duh, “*Application of nanocrystalline FeHfN soft magnetic films to power inductors*”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Volume 324, Issue 6, March 2012, pp. 1084-1087.
- [23] P. Y. Arquès, J. M. Boucher, a. Hillion, c. Roux, “*méthodes en traitement du signal bruité*”, *Techniques de l’Ingénieur*, Ref R7031, Date de publication 10 octobre 1994.
- [24] C. Pastore, “*Evaluation de Back-End Of Line Optimisés pour les Inductances Intégrées en Technologies CMOS et BiCMOS Avancées visant les Applications Radiofréquences*”, Thèse de doctorat de l’Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique, avril 2011, 224p.
- [25] G. Troussier “*Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d’énergie pour la conversion d’énergie*”, Thèse de doctorat, l’Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, juillet 2004, 158p.
- [26] B. Orlando “*Conception, Réalisation et Analyse de Micro-Inductances Intégrées avec Matériaux Ferromagnétiques Doux*”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, février 2007, 245 p.
- [27] T. Sato, M. Hasegawa, T. Mizoguchi, M. Sahashi, “*Planar Inductor for Very Small DC-DC Converters*”, *IEEE, Telecommunications Energy Conference*, 1991, pp. 709-713.
- [28] Q. H. Li, L. Geng, Z. B. Shao, “*A monolithic low-power buck converter integrated in CMOS process*”, *IEEE Microwave Conference Proceedings*, 2005, Vol. 2, pp. 54-59.
- [29] M. Alimadadi, S. Sheikhaei, G. Lemieux, S. Mirabbasi, W. G. Dunford, S. and Patrick R. Palmer, “*A Fully Integrated 660 MHz Low-Swing Energy-Recycling DC-DC Converter*”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, Vol. 24, pp. 1475-1485.
- [30] S. S. Kudva, R. Harjani, “*Fully Integrated On-Chip DC-DC Converter with a 450x Output Range*” *IEEE Telecommunications Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010, pp. 2237-2244.
- [31] O. Deleage, J.C. Crebier, M. Brunet, Y. Lembeye, and H. T. Manh, “*Design and Realization of Highly Integrated Isolated DC-DC Microconverter*” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 47, march/april 2011, N°. 2, pp. 930-937.

- [32] J. Wibben and R. Harjani, "A High-Efficiency DC-DC Converter Using 2 nH Integrated Inductors" Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 43, 2008, pp. 844-854.
- [33] D. Yaya, M. B. Bechir, M. K. Youssouf, F. Khalouche, S. Capraro, A. Sibli, and J. J. Rousseau, "Characterization of integrated inductors with one and two YIG layers for low-power converters (1 W)", EPJ Web of Conferences 75, 06002(2014), DOI: 10.1051/2014epjconf/20147506002.
- [34] H. Nakazawa, M. Edo, Y. Katayama, M. Gekinozu, S. Sugahara, Z. Hayashi, K. Kuroki, E. Yonezawa, K. Matsuzaki "Micro-DC/DC Converter that Integrates Planar Inductor on Power IC", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, N° 5, 2000, pp. 3518-3520.
- [35] D. S. Gardner, A. M. Crawford, and S. Wangt, "High Frequency (GHz) and Low Resistance Integrated Inductors Using Magnetic Materials", IEEE Interconnect Technology Conference, June 2001, pp. 101-103.
- [36] V. Kursun, S. G. Narendra, V. K. De, E. G. Friedman, "Efficiency Analysis of a High Frequency Buck Converter for On-Chip Integration with a Dual-VDD Microprocessor", ESSCIRC 2002, pp. 743-746.
- [37] M. Yamaguchia, Y. Miyazawa, K. Kaminishi, H. Kikuchi, S. Yabukami, K.I. Arai, and T. Suzuki, "Soft magnetic applications in the RFrage", Journal of Magnetism and Magnetic Materials 268 (2004), pp170-177.
- [38] I. Sasada, T. Yamaguchi, K. Harada, Y. Notohara, "Planar Inductors Using NiZn Ferrite Thin Plates and the Application to High-Frequency DC-DC Converters", IEEE Transactions of Magnetics, Vol. 29, N° 6, 1993, pp.3231-3233.
- [39] A. Svetlitz, S. Shapira, A. Unikovski, G. Peled and Y. Nemirovsky, "CMOS DC to DC Switched Converter with On Chip Inductors", IEEE, Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), International Conference, 7-9 Nov. 2011, pp.1-4.
- [40] T. O'Donnell, N. Wang, R. Meere, F. Rhen, S. Roy, D. O' Sullivan, C. O'Mathuna Charles R. Sullivana, "Microfabricated Inductors for 20 MHz DC-DC Converters", IEEE, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 290-291 (2008), pp.1343-1346.
- [41] N. Wang, T. O'Donnell, S. Roy, P. McCloskey, C. O'Mathuna, "Micro-inductors integrated on silicon for power supply on chip", Journal of Magnetism and Magnetic Materials 316 (2007) e233- e237.

- [42] S. Musunuri, P. L. Chapman, J Zou, C. Liu, “*Inductor design for monolithic DC-DC converters*”, IEEE Power Electronics Specialist Conference, Vol. 1, 2003, pp. 227-232.
- [43] S. Musunuri, P. L. Chapman, Jun Zou, and Chang Liu, “Design Issues for Monolithic DC–DC Converters”, IEEE transactions on power electronics, vol. 20, no. 3, may 2005, pp. 639-649.
- [44] A. Benfoughal, “*Analyse tribologique et thermique d’un matériau composite carbone-carbone dans un contact électrique*”, Thèse de Doctorat, Université MENTOURI Constantine, le 28 juin 2010. pp.123.
- [45] V. Chollet, “*Electronique de Puissance*”, cours de l’IUT de Belfort Montbéliard, 20/11/2013, disponible sur : <http://mpeea.free.fr/data/trotech/ELECTRONIQUE%20DE%20PUISSANCE09.pdf>, consulté le 03/07/2016.
- [46] V. Costa, P. M. Santos, B. Borges, “*An Improved Design for Monolithic CMOS Quasi-Square-Wave DC-DC Converters*”, Proc Conf. on Telecommunications - ConfTele, Sta Maria Feira, Portugal, may 2009.
- [47] *Zero-current Switching Quasi-resonant Converters*, Disponible sur: ftp://ftp.ee.polyu.edu.hk/echeng/Power_Elect_EE4211/ZCS_Note.pdf, consulté le 03/07/2016
- [48] *SN6505 Low-Noise 1-A Transformer Drivers for Isolated Power Supplie*, Datasheet, Disponible sur: <http://www.ti.com/product/SN6505A/datasheet>, consulté le 02/07/2016.
- [49] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang and G. Huang, “*LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, Vol. 2, pp.1108 -1112.
- [50] P. Fouassier, “*Modélisation électrique des composantes magnétiques haute fréquence : prise en compte de la température et caractérisation des ferrites*”, thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble INPG, 1998, 226p.
- [51] W. Shen, “*Design of High-density Transformers for High-frequency High-power Converters*”, Doctoral thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, July 2006, 175p.

- [52] E. J. Brandon, E. Wesseling, V. White, C. Ramsey, L. D. Castillo and U. Lieneweg , “*Fabrication and characterization of Microinductors for distributed power converters*”, IEEE Trans. Magnetics, 2003, 39, (4), pp. 2049-2056.
- [53] D. Flynn and M. P. Y. Desmulliez, “*Design, Fabrication, and Characterization of Flip-Chip Bonded Microinductors*”, IEEE Trans. Magnetics, 2009, 45, (8), pp. 3065-3063.
- [54] E. Haddad, C. Martin, B. Allard, M. Soueidan and C. Joubert, “*Micro-Fabrication of Planar Inductors for High Frequency DC-DC Power Converters*”, Advanced Magnetic Materials, Dr. Leszek Malkinski (Ed.), ISBN: 978-953-510637-1, InTech, disponible sur: <http://www.intechopen.com/books/advanced-magnetic-materials#page=131>, consulté le/09/12/2015.
- [55] D. Yaya, M. B. Bechir, M. K. Youssouf, F. Khalouche, S. Capraro, A. Siblini, and J. J. Rousseau, “*Characterization of integrated inductors with one and two YIG layers for low-power converters (1 W)*”, EPJ Web of Conferences 75, 2014, pp.1-4.
- [56] E. Haddad, C. Martin and C. Joubert, “*Planar, double-layer magnetic inductors for low power, high frequency DC-DC converters*”, Integrated Power Systems (CIPS), 2014 8th International Conference on, 25-27 Feb. 2014, pp. 1-5.
- [57] Y. M. Nguyen, T. Lopz, J.-P. Laur, D. Bourrier, S. Charlot, Z. V. Nava, V. Bley, C. Combettes, M. Brunet, “*Soft ferrite cores characterization for integrated micro-inductors*”, Journal of Physics: Conference Series, 2013, 476.
- [58] A. Rahimi and Y. K. Yoon, “*High-Q K-band Integrated Inductors Using Cu/Ni Nano-Superlattice Conductors*”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 17-22 May 2015, pp.1-3.
- [59] M. S. Perdigão, J. P. Trovão, J. M. Alonso, P. G. Pereirinha, E. S. Saraiva, “*Large-Signal Characterization of Power Inductors in EV Bidirectional DC-DC Converters Focused on Core Size Optimization*”, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2015, 62, (5), pp. 3042-3051.
- [60] M. S. Perdigão, J. P. Trovão, J. M. Alonso, P. G. Pereirinha, E. S. Saraiva, “*Experimental Large-signal Characterization of Power Inductors in Bidirectional Electric Vehicle DC-DC Converters for Simulation Analysis*”, IEEE, Electrical Engineering (ICEE) 2015 4th International Conference on, 2015, pp. 1-5.

- [61] Z. Dang and J. A. A. Qahouq, “*Evaluation of High-Current Toroid Power Inductor With NdFeB Magnet for DC–DC Power Converters*”, IEEE Trans. Industrial Electronics, 2015, 62,(11).
- [62] H. Kosai, Z. Turgut, J. Scofield, “*Experimental Investigation of DC Bias Related Core Losses in a Boost Inductor*”, IEEE Trans.Magnetics, 2013, 49, (7), pp. 4168-4171.
- [63] S. Iyasu, T. Shimizu and K. Ishii “*A Novel Iron Loss Calculation Method on Power Converters Based on Dynamic Minor Loop*”, IEEE, Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, (9), pp. - P.10.
- [64] Y. Miwa and T. Shimizu, “*Loss Comparison of Inductors Used for Buck-chopper Circuit*”, 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia),1-5 june 2015, pp 2098-2103.
- [65] M. Mu, Q. Li, D. J. Gilham, F. C. Lee and K. D. T. Ngo, “*New Core Loss Measurement Method for High-Frequency Magnetic Materials*”, IEEE Transactions on Power Electronic, 2014, Vol. 29, pp. 4374-4381.
- [66] Y. Han, G. Cheung, A. Li, C. R. Sullivan, and D. J. Perreault, “*Evaluation of Magnetic Materials for Very High Frequency Power Applications*”, IEEE Transactions on Power Electronic, 2012, Vol. 27, pp. 425-435.
- [67] M. Mu, F. C. Lee, Q. Li, D. Gilham and K. D. T. Ngo, “*A High Frequency Core Loss Measurement Method for Arbitrary Excitations*”, IEEE, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011, pp. 157-162.
- [68] M. Mu, “*High Frequency Magnetic Core Loss Study*”, Doctoral Thesis, Virginia Polytechnic Institute, February 2013, 207p.
- [69] W. R. Wieserman and G. L. Kusic, “*Characterization of soft magnetic material metglas 2605S-3A for power applications and transformers*”, Power Delivery, IEEE Transactions on, 1995, Vol. 10, pp. 1843-1850.
- [70] D. Aguglia and M. Neuhaus, “*Laminated Magnetic Materials Losses Analysis under Non-Sinusoidal Flux Waveforms in Power Electronics Systems*”, IEEE, Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, pp. 1-8.

- [71] C. Xiao, G. Chen, and W. G. H. Odendaal, “*Overview of Power Loss Measurement Techniques in Power Electronics Systems*”, IEEE, Transactions on Industry Applications, May-june 2007, Vol. 43, Issue 3, pp. 657-664.
- [72] T. Kleeb, B. Dombert, S. Araújo and Peter Zacharias, “*Loss Measurement of Magnetic Components under real Application Conditions*”, IEEE, Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, pp. 1-10.
- [73] K. Ammous, H. Morel and A. Ammous, “*Analysis of power switching losses accounting probe modeling*”, IEEE, Transactions on Instrumentation and Measurement, December 2010, Vol. 59, N0.12, pp. 3218-3226.
- [74] A. J. L. Joannou, D. C. Pentz, J. D. van Wyk, & A. S. de Beer, “*Some considerations for miniaturized measurement shunts in high frequency power electronic converters*”, IEEE, Power Electronics and Applications (EPE), 2014 16th European Conference on, pp. 1-7.
- [75] J. Gottschlich, M. Kaymak, M. Christoph & R. W. De Doncker, , “*A flexible test bench for power semiconductor switching loss measurements*”, IEEE, 2015 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems”, pp. 442-448.
- [76] Tektronix, “*Probe Tutorial*”, disponible sur : http://materias.fi.uba.ar/6644/info/puntas/basico/probe_tutorial.pdf, consulté le 25/07/2016.
- [77] J. Lehr, R. Sizemore, P. Barre, E. Johnson, “*Methods of improving high frequency direct injection testing*”, Brochure technique rapportée en janvier 1997, 120 p.
- [78] Tektronix, “*Probe fundamentals*”, disponible sur : http://circuitslab.case.edu/manuals/Probe_Fundamentals-_Tektronix.pdf, consulté le 15/07/2016
- [79] Tektronix, “*Understanding oscilloscope bandwidth, Rise time and fidelity*”, Technical Brief No: 55W-18024-0.
- [80] Agilent Technologies, “*Evaluating Oscilloscope Fundamentals*”, Application note, February 2011, 24p, disponible sur : <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-8064EN.pdf>, consulté le 15/07/2016
- [81] Tektronix, “*Passive Voltage Probes*”, Notice technique, 2016, 4p., disponible sur : <http://www.tek.com/datasheet/tpp1000-tpp0500b-tpp0502-tpp0250-passive-voltage-probe-datasheet>, consulté le 15/07/2016.

- [82] Tektronix, “*P6139A 10xpassive probe Instructions*”, Notice technique, 16p., disponible sur : <http://www.tek.com/p6139a-manual/p6139a-instructions?aliId=250271108>, consulté le 15/07/2016.
- [83] Teledyne Lecroy, “*PP017/PP018 Passive Probe Instruction Manual*”, Notice technique, 2012, 16p., disponible sur : <http://www.tme.eu/fr/Document/28c7e5f1a0f8ece162c3395a189d7af0/PP018-17.pdf>, consulté le 10/08/2016.
- [84] D. Rosaletto, “*Caractérisation électrique en commutation des diodes hautes tension en carbure de silicium*”, Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon, novembre 2007, 133p.
- [85] K. Li, “*Caractérisation et Modélisation des Composants Semi-conducteurs à Grand Gap (SiC/GaN): Application aux Convertisseurs HF*”, Thèse de doctorat, Université de Lille 1, 23 octobre 2014, 211p.
- [86] <http://www.pearsonelectronics.com/products/current-monitors>, consulté le 12/07 /2016.
- [87] Y. Ouyang, J. He, J. Hu, and S. X. Wang, “*A current sensor based on the giant magnetoresistance effect: Design and potential smart grid applications*”, *Sensors -Open Access Journal*, November 2012, Vol.12, N0.11, pp.15520-15541.
- [88] <http://www.lem.com/hq/fr/content/view/168/155/>, consulté le 11/11/2016.
- [89] A. Msead, “*Micro capteur magnétique de mesure de courant et traitement intégré*”, Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, 8 avril 2010, 144p.
- [90] XP Power (China), <http://xppower.en.made-in-china.com/product/ySHnhPpuJRkT/China-Flexible-Rogowski-Coil-Current-Probe.html#>, consulté le 27/08/2016.
- [91] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H. C., Lu & L. J. Borle, “*Current Sensing Techniques: A Review*”, *IEEE Sensors Journal*, April 2009. Vol. 9, Issue 4, pp. 354-376.
- [92]http://tandmresearch.com/index.php?mact=ListIt2Products,cntnt01,detail,0&cntnt01item=series-sdn-414&cntnt01template_summary=Side&cntnt01returnid=19, consulté le 15/07 /2016.
- [93]<http://www.sparksinstruments.com/fr/products-high-frequency-current-transformers.html>, consulté le 15/07/2016.

- [94] Tektronix, “*A6312 100 MHz AC/DC Current Probe Instructions*”, Notice technique, 54p., disponible sur : http://circuitslab.case.edu/manuals/Tektronix_A6312_100_MHz_AC_DC_Current_Probe_Instructions.pdf, consulté le 15/07/2016.
- [95] Pearson Electronics, “*Pearson current monitor model 2878*”, Notice technique, 1999, 1p., disponible sur : <http://www.pearsonelectronics.com/pdf/2878.pdf>, consulté le 15/07/2016.
- [96] U. Hetzler, P. Devarieux, F. Parisot, “*Bien choisir sa résistance pour la mesure de courant*”, Document technique, 2011, 2p., disponible sur : <http://www.mesures.com/pdf/old/833-mesures-resistance-courant.pdf>, consulté le 15/07/2016.
- [97] <http://www.resistorguide.com/metal-film-resistor/>, consulté le 04/12/2016.
- [98] Agilent, “*Agilent 54621A/22A/24A/41A/42A Oscilloscopes and Agilent 54621D/22D/41D/42D Mixed-Signal Oscilloscopes*”, Notice technique, 2002, 276 p., disponible sur: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/54622-97036.pdf>, consulté le 27/08/2016.
- [99] Agilent, “*Agilent InfiniiVision 6000 Series Oscilloscopes*”, Notice technique, 2002, 276 p., disponible sur: http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/6000_series_prog_guide.pdf?&cc=SN&lc=eng, consulté le 15/04/2017.
- [100] M. A. Azpúrua, M. Pous, S. Çakir, M. Çetinta, and F. Silva, , “*Improving Time-Domain EMI Measurements Through Digital Signal Processing*”, IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, 2015 , Vol. 4, Quarter 2, pp. 82-90.
- [101] J. Jiang, L. Guo, K. Yang, and H. Pan, “*Information Entropy- and Average-Based High-Resolution Digital Storage Oscilloscope*”, Hindawi Publishing, Corporation Mathematical Problems in Engineering, Vol. 2014, Article ID 947052, 12p.
- [102] D. Bogdanoff, “*Why you should care about oscilloscope acquisition modes*”, Electronic Design, document technique, 2016, 5p. disponible sur: <http://electronicdesign.com/test-measurement/why-you-should-care-about-oscilloscope-acquisition-modes>, consulté le 24/08/2016.
- [103] C. Bishop, & C. Kung, “*Effects of Averaging to Reject Unwanted Signals in Digital Sampling Oscilloscopes*”, IEEE, Proceedings of the 45 Years of Support Innovation-Moving Forward at the Speed of Light (AUTOTESTCON’10), 2010 Orlando, FL Conference, pp. 1-4.

- [104] D. SCHWANDER, “*Technique de mesure temporelle des pertes fer en régime symétrique et asymétrique : application à l’optimisation des régulateurs magnétiques*”, Symposium de génie électrique (SGE’14) : EF-EPP-MGE 2014, ENS CACHAN, France.
- [105] A. Désiré, “*Contribution à la réalisation d’une micro-inductance planaire*”, Thèse de Doctorat, Université Jean Monnet de Saint Etienne, novembre 2010, 173p.
- [106] T. Boudiar, B. Payet-Gervy, M.-F. Blanc-Mignon, J.-J. Rousseau, M. Le Berre, et H. Joisten, “*Magneto-optical properties of yttrium iron garnet (YIG) thin films elaborated by radio frequency sputtering*”, *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 284, décembre 2004, p. 77-85.
- [107] S. Capraro, T. Boudiar, T. Rouiller, J. P. Chatelon, B. Bayard, M. Le Berre, B. Payet-Gervy, M. F. Blanc-Mignon, et J. J. Rousseau, “*Exploration of a thin YIG film- based coplanar isolator*”, *Microwave and optical technology letters*, vol. 42, N° 6, September 2004, pp. 470-471.
- [108] Z. Zerrougui, A. Merzouki, et D. Vincent, “*High frequency characterization of the thin film ferrites BaM and YIG*”, *Eur. Phys. J. - Appl. Phys.*, vol. 39, N°1, 2007, pp. 45-50.
- [109] D. Yaya, D. Allassem, M. Youssouf, A. Siblini, J. P. Chatelon and J. J. Rousseau, “*Design, Manufacturing and characterization of integrated inductors with magnetic layers for DC-DC converter*”, *Advanced Electromagnetic*, vol. 1, N° 2, August 2012. pp. 1-6.
- [110] Ferroxcube, “*Soft ferrites and accessories*”, notice technique, disponible sur : http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/FXC_HB2013.pdf, consulté le 30/12/2016.
- [111] D. Yaya, “*Conception, Réalisation et Caractérisation d’Inductances Planaires à Couches Magnétiques*”, Thèse de Doctorat, Université Jean Monnet de Saint Etienne, 21 mars 2013, 170p.
- [112] F. Kahlouche, “*Fabrication et Caractérisation de Micro Transformateurs Planaires à Couches Magnétiques*”, Thèse de Doctorat, Université Jean Monnet de Saint Etienne, 10 juin 2014, 244 p.
- [113] K. Y. Khamis, “*Modélisation des transformateurs planaires intégrés*”, Thèse de Doctorat, Université Jean Monnet de Saint Etienne, 26 mars 2014, 143p.

[114] H. HIDALGO, “*Dépôt chimique en phase vapeur de couches minces d’alumine dans une post-décharge micro-onde*”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 11 septembre 2003, 226p.

[115] J. P. Chatelon, “*Habilitation à Diriger des Recherches, spécialité en Electronique*”, Rapport de HDR, Université Jean Monnet de Saint Etienne, le 18 juin 2008, 141p.

[116] A. Moustaghfir, “*Elaboration et caractérisation de couches minces d’oxyde de zinc. Application à la photoprotection du polycarbonate*”, Thèse de Doctorat, Université Blaise Pascal, France, le 25 novembre 2004, 184p.

[117] A. Abderahim, “*Etude des pertes dans les enroulements des composants passifs planaires*”, Thèse de Doctorat, Université Jean Monnet de Saint Etienne, 14 novembre 2016, 158p.

ANNEXES :

Annexe I : Equations relatives à la modélisation du courant traversant le CST

Première demi-période :

Pour la première demi-période, l'équation du courant dans le circuit test est donnée ci-dessous et la courbe du courant est montrée figure 130 ($i_{m(t)}$ est noté $i(t)$ pour des raisons de simplification).

$$i_{m(t)} = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{m(t)}}} + B \quad (1)$$

$$\text{Avec : } A = I_T - \frac{V_{CC}}{R_{equ}} \quad B = \frac{V_{CC}}{R_{equ}} \quad \text{et} \quad \tau_{m(i)} = \frac{l_{(i)}}{R_{equ}}$$

V_{cc} est la tension d'alimentation, $R_{equ} = R_{sh} + r + R_{DSON}$ avec R_{sh} : résistance du shunt, r : résistance continue du CST, R_{DSON} résistance drain-source du MOSFET pendant qu'il est saturé. I_T est le courant minimum pendant la première demi-période défini comme montré dans la figure 103.

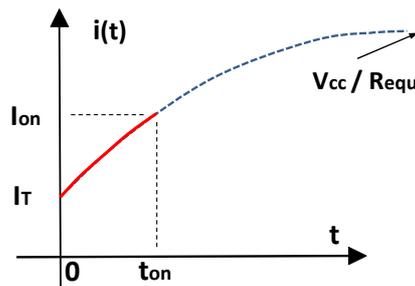


Figure 130: Allure du courant pendant la première demi-période

Pour des inductances à noyau magnétique, la valeur de l'inductance varie en fonction du niveau de courant. La figure 131-a montre la variation du courant en fonction du temps pour la première demi-période et les figures 131-b et 131-c présentent respectivement la variation de la « constante » de temps τ_m (notée simplement τ) en fonction du temps et en fonction du courant. Classiquement la variation de l'inductance est non linéaire mais pour de faibles variations du courant, cette variation peut être supposée linéaire comme montré dans la figure 130-c. Dans ces conditions, la « constante » de temps $\tau_{(i)}$ peut être écrite comme suit :

$$\tau_{(i)} = a[i_{(t)} - I_T] + b \quad (2)$$

Où la pente a est égale à : $a = \frac{\tau_{on} - \tau_T}{I_{on} - I_T}$ et b est égale à : $b = \tau_T$

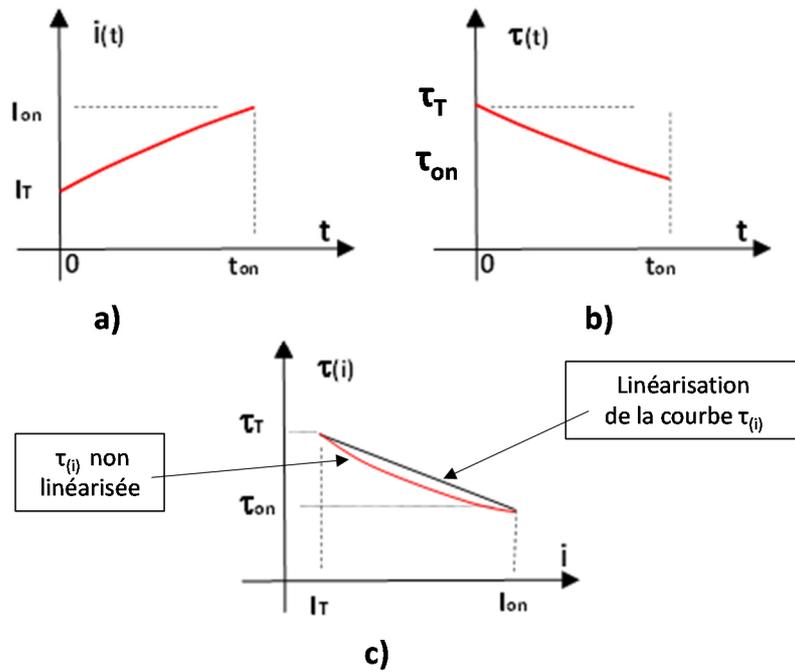


Figure 131: Allures de $i(t)$, $\tau(t)$ et $\tau(i)$ pour la première demi-période

Les expressions de $\tau_{(T)}$ et de $\tau_{(on)}$ sont respectivement $\tau_{(T)} = \frac{l_{(T)}}{R_{equ}}$ et $\tau_{(on)} = \frac{l_{(on)}}{R_{equ}}$.

En première étape $l_{(T)}$ et $l_{(on)}$ sont déterminées approximativement en utilisant les signaux mesurés pour $t = 0$ et $t = t_{on}$. En fait, $l = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} \frac{\Delta t}{\Delta i}$ où $\frac{\Delta\varphi}{\Delta t}$ est la pente de la courbe $\varphi(t)$ et $\frac{\Delta t}{\Delta i}$ est l'inverse de la pente de la courbe $i(t)$.

Dans une seconde étape, les valeurs de $l_{(T)}$ et $l_{(on)}$ sont ajustées pour obtenir une bonne concordance entre le courant modélisé et le courant expérimental.

Deuxième demi-période :

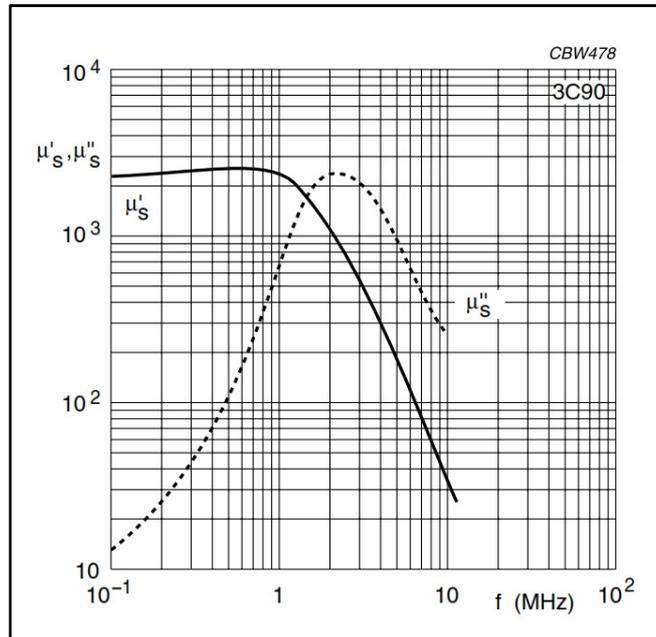
La même approche est utilisée pour la seconde demi-période.

$$i_{d(t)} = C e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau_{d(i)}}} + D \quad (3)$$

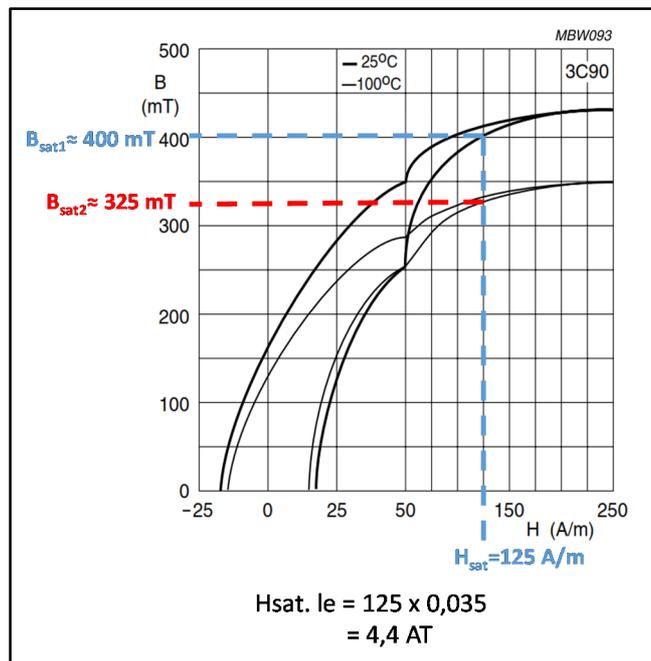
Les deux constantes C et D sont calculées comme suit :

$$\begin{aligned} \text{à } t = t_{on} &\rightarrow id = I_{on} = C + D \\ \text{à } t = t_{on} + T &\rightarrow id = I_T = C e^{-\frac{T}{\tau}} + D \end{aligned}$$

Annexe II : Données du constructeur relatives au matériau 3C90



a)



b)

Figure 132: Caractéristiques du matériau magnétique 3C90 : a) perméabilité complexe en fonction de la fréquence, b) cycle B-H typique [110]

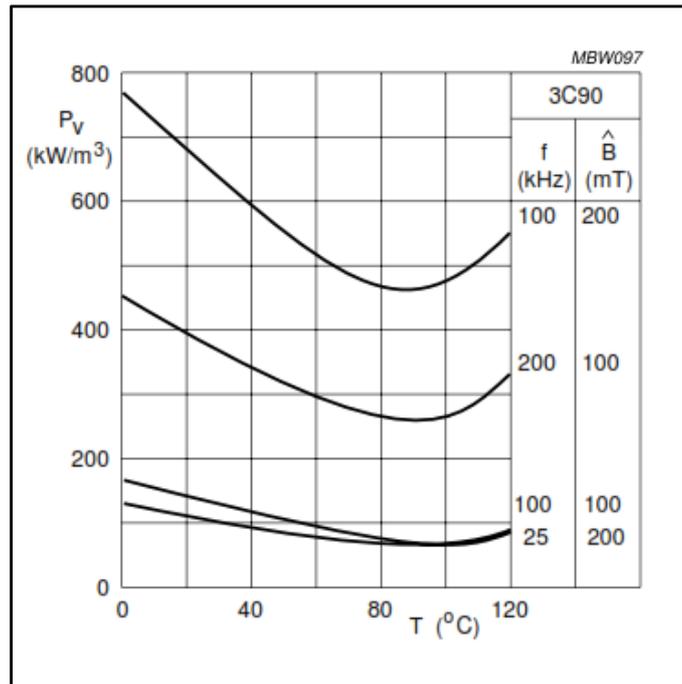


Figure 133: Pertes fer volumiques du 3C90 en fonction de la température, fréquence et du champ maximal [110]

Annexe III : Inductances planaires à une couche de 3C90 réalisées et Impédancemètre Agilent 4294A

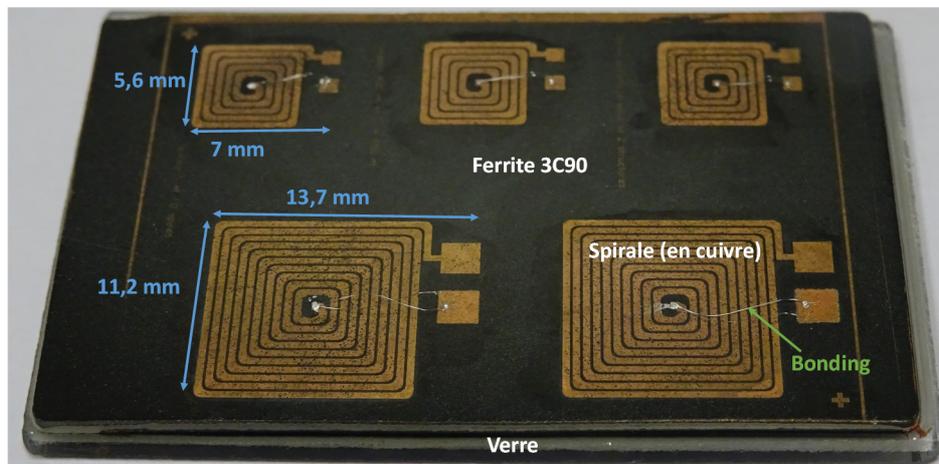


Figure 134: Inductances planaires intégrées à une couche de 3C90

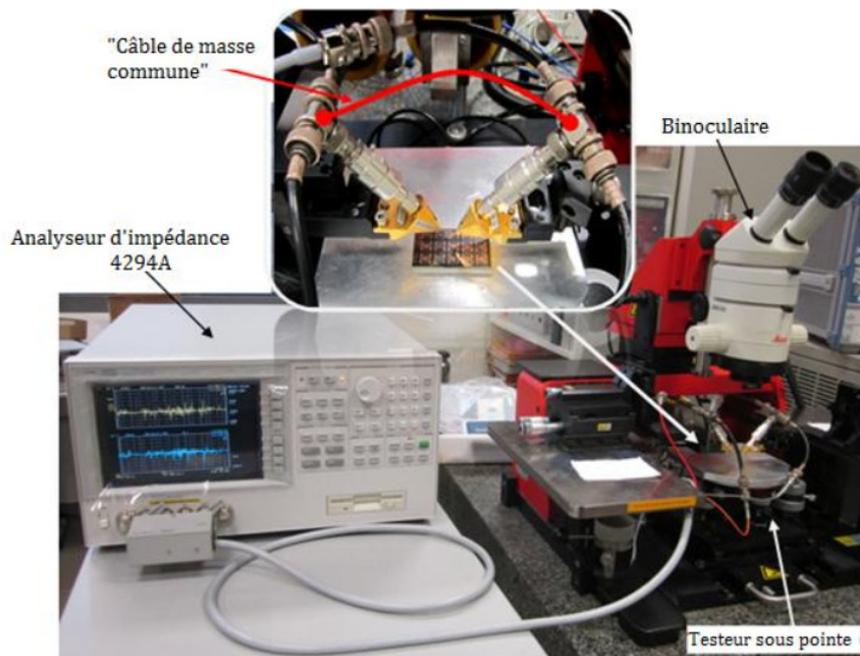


Figure 135: Impédancemètre Agilent 4294A de laboratoire Hubert Curien

RÉSUMÉ

Inductance dans son environnement : Caractérisation des inductances planaires intégrées dans les conditions d'utilisation de l'électronique de puissance

Dans les applications de l'électronique de puissance, les inductances sont généralement utilisées avec des formes d'ondes triangulaire et rectangulaire. Dans ces conditions, les inductances ne peuvent pas être caractérisées avec des formes d'ondes sinusoïdales. Il existe dans la littérature plusieurs méthodes de caractérisation des inductances. Aucune de ces méthodes ne permet de caractériser les composants magnétiques intégrés dans des conditions – compatibles avec les formes d'onde de l'électronique de puissance. Une nouvelle méthode de caractérisation en temps réel convenable aux composants magnétiques planaires intégrées est développée dans cette thèse. Le composant sous test est utilisé dans un convertisseur DC-DC. A partir du courant $i_{(t)}$ et de la tension $u_{(t)}$ relevés à ses bornes, il est possible de déterminer la caractéristique $\varphi_{(i)}$ du composant. Connaissant le cycle d'hystérésis $\varphi_{(i)}$, les principaux paramètres du composant tels que la valeur de l'inductance, le niveau de saturation du matériau magnétique, les pertes fer peuvent être déterminées. Il convient de préciser qu'après l'enregistrement de $u_{(t)}$ et de $i_{(t)}$, un traitement des données approprié est effectué pour obtenir des signaux exploitables. L'approche a été testée avec succès sur des inductances discrètes et planaires intégrées pour des fréquences de mesure allant jusqu'au MHz. Nous avons ainsi montré que cette méthode permet de relever des cycles mineurs jusqu'à la saturation du matériau magnétique et de tracer l'évolution de l'inductance en fonction de la composante continue du courant. Les résultats montrent que pour de très faibles courants, on a des fortes valeurs de l'inductance qui sont quasiment constantes, en revanche à des courants moyens, l'inductance diminue fortement et à des forts courants, le circuit magnétique se sature et la valeur de l'inductance devient donc très faible. Cette méthode permet également d'étudier l'évolution des pertes fer dans les mêmes conditions d'utilisation que celles rencontrées en électronique de puissance.

Mots clés—Inductances planaires intégrées, méthode de caractérisation, cycle d'hystérésis $\varphi_{(i)}$, pertes fer, Electronique de Puissance.

ABSTRACT

Inductor in its environment: characterization of integrated planar inductors under conditions of use of power electronics.

In applications of power electronics, inductors are generally used with triangular and rectangular waveforms. In these conditions, inductors cannot be characterized with sinusoidal waveforms. Many methods of characterization are developed, but none of them allow the characterization of integrated magnetic components under conditions compatible with power electronics waveforms. A new real-time characterization method suitable for integrated magnetic components is developed in this thesis. The Device under test is inserted in a DC-DC converter. From $u_{(t)}$ voltage and $i_{(t)}$ current recordings, it is possible to determine the $\varphi_{(i)}$ hysteresis loop that allows main inductor parameters to be determined: inductance value, core losses, and saturation of the magnetic material. It should be made clear when $u_{(t)}$ and $i_{(t)}$ are recorded, suitable signal processing is completed in order to obtain usable signals. The method has been successfully tested on discrete and integrated inductors with measurement frequencies up to MHz. We have thus shown that this method makes it possible to determine minor loops up to the saturation of the magnetic material and to plot the evolution of the inductance versus the DC bias current. The results show that for very low current values, we have obtained strong values of inductor and these values are constant. However, for the mean current, the inductance value decreases drastically and for strong current values, the magnetic material is saturated which causes very small values of inductor. This method also makes it possible to study the evolution of iron losses under the same conditions of use as those encountered in power electronics.

Index Terms—Integrated planar inductors, characterization method, $\varphi_{(i)}$ hysteresis loop, core losses, power electronics.