POLYPUBLIE

Convertisseur de puissance par amplification magnétique pour application spatiale

Nicolas Valsecchi

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

Date	2006
Type	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis Mémoire de maîtrise/Master's thesis
URL de PolyPublie PolyPublie URL	https://publications.polymtl.ca/7821/
Conditions d'utilisation Terms of use	© Tous droits réservés / All rights reserved
Référence Citation	Valsecchi, N. (2006). Convertisseur de puissance par amplification magnétique pour application spatiale [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/7821/

Détails de la thèse
Thesis details

Directeurs de recherche Advisors	Gilles Roy, & Andrew Piaskowski
Programme Program	Non spécifié

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal
https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONVERTISSEUR DE PUISSANCE PAR AMPLIFICATION MAGNÉTIQUE POUR APPLICATION SPATIALE

NICOLAS VALSECCHI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION

DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AOÛT 2006

© Nicolas Valsecchi, 2006.

Library and Archives Canada

Published Heritage Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et Archives Canada

Direction du Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence
ISBN: 978-0-494-19340-2
Our file Notre référence
ISBN: 978-0-494-19340-2

NOTICE:
The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:
L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CONVERTISSEUR DE PUISSANCE PAR AMPLIFICATION MAGNÉTIQUE POUR APPLICATION SPATIALE

présenté par: VALSECCHI Nicolas

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. OLIVIER Guy, Ph.D., président

M. ROY Gilles, M.Sc.A., membre et directeur de recherche

M. PIASKOWSKI Andrew, B.Sc.A., membre et codirecteur de recherche

M. APRIL Georges-É, M.Sc.A., membre

À mon père, ma mère et mon frère, pour m'avoir donné
leur sens du travail, leur persévérance et leur curiosité.

REMERCIEMENTS

J'aimerais remercier l'Agence spatiale canadienne qui supporte financièrement le présent projet depuis 2004. Grâce à ce soutien, il a été possible d'acheter l'équipement de laboratoire et les logiciels nécessaires. Plus important encore, un certain nombre de mes heures de travail et celles de mon codirecteur de maîtrise ont pu être allouées au projet dans notre horaire de travail.

Je souhaite offrir ma plus grande reconnaissance à mon codirecteur de maîtrise, Andrew Piaskowski, qui a eu l'idée originale du présent projet et qui m'a offert toute sa confiance pour le réaliser avec lui. Il a su briller par sa présence généreuse et ses bons conseils. Il m'a aussi permis d'apprendre beaucoup du domaine des circuits magnétiques, lequel ne m'était que très peu familier avant le début du projet.

Je désire aussi remercier le professeur Gilles Roy de l'École Polytechnique de Montréal pour avoir accepté d'être mon directeur de maîtrise et de supporter le projet, ainsi qu'aux membres du jury pour avoir accepté de réviser le présent mémoire. Merci aussi à Mélissa Giguère pour avoir effectué avec brio le travail de correction de langue de ce document.

Merci à Gilles Brassard et Mélanie Mailloux de l'Agence spatiale canadienne, qui ont accepté de m'accorder le temps nécessaire pour compléter ce projet et qui ont su m'encourager et me conseiller dans les moments difficiles. Merci à Andrew Myrden qui, pendant son stage d'étude, a initié la modélisation par éléments finis du dispositif magnétique à l'étude, ainsi qu'à Mathieu Prieur qui m'a aidé à prendre certaines mesures de tests. Merci aussi à Éric Gloutnay pour m'avoir fourni certaines données relatives à l'analyse de susceptibilité en radiation.

Finalement, j'aimerais exprimer mon entière reconnaissance à mes parents pour l'éducation qu'ils m'ont donnée, pour m'avoir transmis leurs valeurs et plus particulièrement de m'avoir appris l'importance du travail, de la persévérance et de la curiosité scientifique. Merci à eux, ainsi qu'à tous mes amis qui m'ont supporté et encouragé de façon inconditionnelle.

RÉSUMÉ

Le présent mémoire étudie le développement d'un convertisseur de puissance à amplification magnétique pour application spatiale. L'objectif est de pouvoir éliminer ou réduire l'utilisation des coûteux transistors MOSFET résistants aux radiations, tout en améliorant la robustesse et la fiabilité globale du circuit.

L'hypothèse qui motive cette ambition est qu'un changement instantané de la valeur d'une inductance amène une variation prévisible de son courant, afin que l'énergie emmagasinée dans cette dernière à cet instant soit conservée. Si la dépense d'énergie est toutefois nécessaire pour faire changer la valeur, mais qu'elle est plus faible que la quantité d'énergie déplacée dans le circuit électrique, un gain de contrôle puissance est accompli.

Les travaux de recherche analysent cette hypothèse en choisissant comme inductance variable un transformateur paramétrique, lequel est utilisé comme commutateur de puissance dans un convertisseur CC-CC élévateur. L'étude théorique et expérimentale du cycle de transfert de puissance permet de connaître quelle dépense énergétique est nécessaire pour faire changer la valeur de l'inductance, et conséquemment, de déduire le gain de contrôle de puissance. Les mécanismes de changement de valeur d'inductance et de couplage à l'intérieur du transformateur paramétrique sont aussi étudiés et vérifiés expérimentalement. L'analyse de la topologie du convertisseur choisie permet finalement de prévoir la performance du circuit à partir des paramètres du circuit.

Les résultats montrent qu'une certaine quantité importante d'énergie doit être dépensée pour faire changer la valeur de l'inductance. Cette dépense énergétique, jumelée à la diminution d'énergie dans l'inductance, peut toutefois être récupérée par le circuit électrique externe. Dans le cas du convertisseur à l'étude, ce déplacement d'énergie entraîne aussi un transfert d'énergie supplémentaire entre la source et la charge. Malheureusement, ce dernier est moindre que la quantité d'énergie utilisée pour faire changer la valeur de l'inductance.

La constatation d'un gain de contrôle de puissance inférieur à un infirme l'ambition sous-jacente à l'hypothèse de départ et permet de conclure que l'amplificateur magnétique ne peut pas remplacer complètement le transistor dans le convertisseur étudié.

En ayant étudié cette hypothèse, les présents travaux ont permis d'améliorer les connaissances entourant les amplificateurs magnétiques. Cela permet de paver la voie vers de nouveaux convertisseurs pour application spatiale profitant en même temps des qualités distinctes des dispositifs semi-conducteurs et magnétiques.

ABSTRACT

The current Master's thesis studies the development of a power converter for space application using magnetic amplifiers. The objective is to eliminate or reduce the utilization of expensive radiation hardened MOSFET, while globally improve the robustness and reliability of the circuit.

The assumption that motivates such ambition is that the instantaneous variation of the inductor value leads to a predictable variation of the current flowing into it, in order to maintain the same quantity of energy stored inside. If a certain energy expense is necessary to change the inductance, but that the first is smaller than the energy moved in the electrical circuit, a control gain is achieved.

The current work analyzes this starting assumption. The studied variable inductor is a parametric transformer, which is used as a power switch in a DC-DC boost converter. The theoretical and experimental study of the power transfer cycle allows the determination of the amount of power required to change the inductance, and consequently to deduce the control gain. The mechanisms of variation of the inductance and the coupling inside the parametric transformer are also studied and verified experimentally. Finally, the analysis of the selected converter topology allows the predication of its performance from the circuit's parameters and the operating conditions.

The results are showing that a certain amount of energy must be spent to change the inductance. The electrical circuit can recuperate this expense, plus the diminution of the energy stored into the inductor. For the studied boost converter, this energy displacement leads also to an increase of the power transferred from the source to the load. However, this increase is less than the power drawn to change the inductance.

The observation of a control gain less than unity invalidate the expectation underlying the starting assumption, and allows to conclude that the magnetic amplifier cannot formally replace the transistor in the studied converter.

By studying this assumption, the current research work allowed to improve the knowledge surrounding magnetic amplifiers. This is paving the way to the development of novel converters for space application, taking at the same time the distinctive advantages of power semi-conductors and magnetics.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS ..... **V**
RÉSUMÉ ..... **VI**
ABSTRACT ..... **VIII**
TABLE DES MATIÈRES ..... **X**
LISTE DES TABLEAUX ..... **XVI**
LISTE DES FIGURES ..... **XVII**
LISTE DES SIGLES ..... **XXIV**
LISTE DES ABRÉVIATIONS ..... **XXVIII**
LISTE DES SYMBOLES ..... **XXXI**
AVANT-PROPOS ..... **XXXIX**
INTRODUCTION **1**
1 DISPOSITIFS À INTERACTION MAGNÉTIQUE **9**
1.1 AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES 9
1.1.1 Inductance autosaturable *10*
1.1.2 Le transformateur contrôlé *12*
1.1.3 Transformateur paramétrique *15*
1.1.4 Autres types d'amplificateurs magnétiques *24*
1.2 DISPOSITIFS MAGNÉTORÉSISTIFS 25
1.3 DISPOSITIFS À EFFET HALL ET SUHL 26
1.4 AUTRES DISPOSITIFS À INTERACTION MAGNÉTIQUE 27
1.4.1 Microrelais *27*
1.4.2 Gyrateur magnétoélectrique *28*
2 THÉORIE DE L'AMPLIFICATION MAGNÉTIQUE **29**
2.1 LOI DE FARADAY REVISITÉE 30
2.1.1 Inductance variable linéaire *30*
2.1.2 Inductance non linéaire *31*
2.2 ÉNERGIE EMMAGASINÉE DANS UNE INDUCTANCE VARIABLE 38
2.2.1 Inductance non linéaire *38*

2.2.2 Inductance à entrefer variable *39*
2.2.3 Inductance saturable par flux magnétique externe *40*
2.3 GAIN DE PUISSANCE 43
2.3.1 Hypothèse de départ de fonctionnement de l'amplificateur magnétique *43*
2.3.2 Cycle de transfert d'énergie *46*
2.4 CONTRÔLE DE PUISSANCE À L'AIDE D'UNE INDUCTANCE VARIABLE 50
2.4.1 Inductance non linéaire *50*
2.4.2 Inductance à entrefer variable *53*
2.5 INDICATEURS DE PERFORMANCE 56
2.5.1 Gain de tension *56*
2.5.2 Gain de puissance effective *56*
2.5.3 Produit gain de puissance effective – facteur de puissance *57*
2.5.4 Efficacité *57*
2.5.5 Rapport des puissances d'entrée *58*
3 CONCEPTION DU CONVERTISSEUR 59
3.1 TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE 60
3.1.1 Estimation de la distribution de flux à l'intérieur du dispositif *60*
3.1.2 Déplacement de l'entrefer *64*
3.1.3 Réluctance initiale *64*
3.1.4 Modèle mathématique *66*
3.1.5 Évaluation d'un nouveau type de transformateur paramétrique *69*
3.2 OSCILLATEUR ORTHOGONAL FERRORÉSONANT 70
3.3 TOPOLOGIE CHOISIE 73
3.3.1 Présentation du circuit *74*
3.3.2 Fonctionnement du circuit *77*
3.3.3 Indicateurs de performance *80*
4 RÉALISATION ET TESTS 83
4.1 CARACTÉRISATION DU DISPOSITIF ORTHOGONAL 84
4.1.1 Mesure de l'inductance en fonction du courant *84*

4.1.2 Estimation de la courbe B-H *86*
4.1.3 Caractérisation en fréquence *89*
4.2 CIRCUIT FERRORÉSONANT À VIDE 90
4.3 CIRCUIT L-R 92
4.3.1 Caractérisation *92*
4.3.2 Cycle de transfert de puissance *94*
4.4 CONVERTISSEUR COMPLET 100
4.4.1 Caractérisation *100*
4.4.2 Cycle de transfert de puissance *105*
5 DISCUSSION 111
5.1 COMPARAISON DES DEUX TYPES DE TRANSFORMATEURS PARAMÉTRIQUES 111
5.2 LIMITATION INHÉRENTE DU GAIN 112
6 VOIES FUTURES 114
6.1 AUTRES APPLICATIONS 114
6.2 AMÉLIORATION DU TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE 115
6.2.1 Matériaux utilisés *115*
6.2.2 Géométrie *116*
6.3 EXPLOITATION D'AUTRES PHÉNOMÈNES 116
6.3.1 Résonance dimensionnelle *116*
6.3.2 Commutateur magnétostrictif *117*
CONCLUSION 119
RÉFÉRENCES 121
ANNEXES 132
ANNEXE A EFFET DES RADIATIONS SUR LES COMPOSANTES ÉLECTRONIQUES 133
A.1 DÉFINITIONS 133
A.2 ENVIRONEMENT SPATIAL 133
A.3 EFFET DES RADIATIONS 135
A.3.1 Transistor MOSFET *136*

A.3.2 Transistor BJT *138*
A.3.3 Transistors SIT et JFET *139*
A.3.4 La diode *140*
A.3.5 Dispositifs magnétiques *140*
ANNEXE B INVENTIONS CONTROVERSÉES 141
B.1 REDRESSEUR MAGNÉTIQUE 141
B.2 GÉNÉRATEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE STATIQUE 142
ANNEXE C DISPOSITIFS MAGNÉTORÉSISTIFS 145
C.1 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF ORDINAIRE [OMR] 145
C.2 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF EXTRAORDINAIRE OU ANISOTROPIQUE [AMR] 146
C.3 EFFET D'ÉTAT ÉLECTRIQUE INTERMÉDIAIRE [EIS] 148
C.3.1 Cryotron *149*
C.3.2 Paramétron à flux quantique *151*
C.4 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF GÉANT [GMR] 152
C.4.1 Transistor à valve spin [SVT] ou magnétotransistor *153*
C.4.2 Transistor à valve spin à avalanche [AVST] *154*
C.4.3 Autres transistors utilisant le filtrage par spin *155*
C.5 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF COLOSSAL [CMR] 158
C.6 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF DE COMMUTATION [MRS] 159
C.7 MAGNÉTOIMPÉDANCE 159
C.7.1 Effet magnétoinductif [MI] *159*
C.7.2 Effet de magnétoimpédance *161*
ANNEXE D DISPOSITIFS A EFFETS HALL ET SUHL 162
D.1 CAPTEUR À EFFET HALL 162
D.2 CAPTEUR DIFFÉRENTIEL D'AMPLIFICATION MAGNÉTIQUE [DAMS] 162
D.3 MAGNÉTOTRANSISTOR 163
D.4 MAGFET 164
D.5 MAGNÉTODIODE ET THYRI-MAGNÉTODIODE 165

ANNEXE E ÉTUDE D'UN NOUVEAU TYPE DE TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE 166

E.1 ANALYSE DU DISPOSITIF 166

E.1.1 Saturation des jambes 166

E.1.2 Réluctance avant saturation 168

E.1.3 Modèle mathématique 170

E.2 RÉALISATION 173

E.3 TESTS 177

E.3.1 Mesure de l'inductance en fonction du courant 177

E.3.2 Test du circuit complet 180

ANNEXE F CALCULS ET DÉTAILS DE RÉALISATION 181

F.1 TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE 181

F.2 CIRCUIT FERRORÉSONANT 183

F.3 HACHEUR ÉLÉVATEUR 186

ANNEXE G PROCÉDURES DE TEST 187

G.1 PROTOTYPE 187

G.2 ÉQUIPEMENT 188

G.3 PROCÉDURES 190

G.3.1 Mesure de l'inductance en fonction du courant 190

G.3.2 Estimation de la courbe B-H 191

G.3.3 Mesure de la réponse en fréquence 192

G.3.4 Caractérisation du circuit ferrorésonant 192

G.3.5 Caractérisation du circuit L-R 193

G.3.6 Caractérisation du convertisseur complet 194

G.3.7 Mesure du cycle de transfert de puissance 196

ANNEXE H RÉSULTATS DE TESTS COMPLÉMENTAIRES 198

H.1 ESTIMATION DE LA PERMÉABILITÉ RELATIVE 198

H.1.1 Enroulement orthogonal 198

H.1.2 Enroulement ferrorésonant 199

H.2 CARACTÉRISATION DU CIRCUIT L-R 200
H.2.1 Variation du courant de polarisation *200*
H.2.2 Variation de la charge *202*
H.3 CARACTÉRISATION DU CIRCUIT COMPLET 203
H.3.1 Variation de la tension d'entrée continue *203*
H.3.2 Variation du courant de polarisation *206*
H.3.3 Variation de la charge *210*
H.3.4 Variation de la tension d'entrée du circuit ferrorésonant *213*
H.3.5 Variation de la fréquence d'opération *216*
H.3.6 Modèle entrée-sortie CC *219*
ANNEXE I FICHES TECHNIQUES 223
I.1 FERRITE MN80 (CERAMIC MAGNETICS INC) 224
I.2 FERRITE R (MAGNETICS INC) 226
I.3 FERRITE 43 (FAIR-RITE) 229
I.4 FERRITE 3C81 (FERROXCUBE) 230
I.5 NOYAU E41/17/12 (FERROXCUBE) 234
I.6 DIODE 50SQ100 (INTERNATIONAL RECTIFIER) 240
ANNEXE J RÉSUMÉ DE LA PROPOSITION DE PIASKOWSKI 245

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 4.1: COMPARAISON ENTRE LES DONNÉES DU MANUFACTURIER ET LES DONNÉES MESURÉES 87

TABLEAU 4.2: CONDITIONS D'OPÉRATION OPTIMALES 102

TABLEAU 4.3: PERFORMANCES OBTENUES AUX CONDITIONS OPTIMALES D'OPÉRATION . 102

TABLEAU A.1: DOSE TOTALE IONISANTE ANNUELLE PRÉDITE POUR DIFFÉRENTES MISSIONS 134

TABLEAU A.2: RÉSULTATS DE TEST EN RADIATIONS POUR UN TRANSISTOR SIT 140

TABLEAU E.1: CARACTÉRISTIQUES DES MATÉRIAUX UTILISÉS 174

TABLEAU E.2: CARACTÉRISTIQUES DES DIFFÉRENTES VERSIONS DU NOUVEAU DISPOSITIF 175

TABLEAU G.1: ÉQUIPEMENTS DE TEST UTILISÉ 189

LISTE DES FIGURES

FIGURE I.1: CARACTÉRISTIQUE TYPIQUE DE COMMUTATEURS 1
FIGURE I.2: PRINCIPAUX COURANTS DANS L'UTILISATION DE DISPOSITIFS DE COMMUTATION 3
FIGURE 1.1: AMPLIFICATEUR MAGNÉTIQUE DE POST-RÉGULATION DANS UN CONVERTISSEUR "FORWARD" 10
FIGURE 1.2: NOUVELLE TOPOLOGIE 12
FIGURE 1.3: EXCURSION DU FLUX MAGNÉTIQUE DANS L'ANCIENNE (GAUCHE) ET LA NOUVELLE TOPOLOGIE (DROITE) 12
FIGURE 1.4: TRANSFORMATEUR CONTRÔLÉ 13
FIGURE 1.5: TRANSFORMATEUR CONTRÔLÉ CONSTRUIT AVEC UN NOYAU EN "C" ET UN TORE 13
FIGURE 1.6: CONVERTISSEUR FERRORÉSONANT RÉGULÉ PAR RÉTROACTION MAGNÉTIQUE 14
FIGURE 1.7: TRANSFORMATEUR CONTRÔLÉ À DEUX NOYAUX 15
FIGURE 1.8: INDUCTANCES COUPLÉES 16
FIGURE 1.9: DISPOSITIF TOROÏDAL 18
FIGURE 1.10: DISPOSITIF COAXIAL 18
FIGURE 1.11: AMPLIFICATEUR MAGNÉTIQUE TRANSVERSAL 19
FIGURE 1.12: DISPOSITIF À MAILLONS DE CHAÎNE 19
FIGURE 1.13: DISPOSITIF DE MCCREARY DE TYPE "DUTCH WINDOW" 20
FIGURE 1.14: DISPOSITIF DE MCCREARY DE TYPE BRETZEL 20
FIGURE 1.15: DIVISEUR DE FRÉQUENCE DE MORTIMER 21
FIGURE 1.16: OSCILLATEUR PARAMÉTRIQUE À ENROULEMENTS CROISÉS DE BAHL 22
FIGURE 1.17: DISPOSITIF À DEUX NOYAUX EN "C" 23
FIGURE 1.18: TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE PLANAIRE 24
FIGURE 1.19: EXEMPLE DE MICRORELAIS 28
FIGURE 1.20: LE GYRATEUR MAGNÉTOÉLECTRIQUE 28
FIGURE 2.1: SIMULATION D'UNE INDUCTANCE NON LINÉAIRE (1 DE 2) 36
FIGURE 2.2: SIMULATION D'UNE INDUCTANCE NON LINÉAIRE (2 DE 2) 37

FIGURE 2.3: INDUCTANCE À ENTREFER VARIABLE 40
FIGURE 2.4: INDUCTANCE SATURABLE PAR FLUX MAGNÉTIQUE EXTERNE 41
FIGURE 2.5: TRANSITION SUR LA COURBE B-H APRÈS ÉLARGISSEMENT INSTANTANÉ DE L'ENTREFER 45
FIGURE 2.6: MODÈLE PSPICE DE L'INDUCTANCE VARIABLE 46
FIGURE 2.7: CIRCUIT L-R DE BASE 50
FIGURE 2.8: SIMULATION DU CIRCUIT L-R À CA (L NON LINÉAIRE) 52
FIGURE 2.9: SIMULATION DU CIRCUIT L-R À CA (L VARIABLE) 54
FIGURE 2.10: SIMULATION DU CIRCUIT L-R À CC (L VARIABLE) 55
FIGURE 2.11: PUISSANCE ENTRANT ET SORTANT DU CONVERTISSEUR À L'ÉTUDE 56
FIGURE 3.1: DISPOSITIF ORTHOGONAL ORIGINELLEMENT PROPOSÉ 59
FIGURE 3.2: ESTIMATION DE LA DISTRIBUTION DE FLUX MAGNÉTIQUE 63
FIGURE 3.3: CALCUL DE LA RÉLUCTANCE INITIALE 65
FIGURE 3.4: SCHÉMA DES RÉLUCTANCES ÉQUIVALENTES ET CIRCUIT MAGNÉTIQUE ÉQUIVALENT 67
FIGURE 3.5: NOUVEAU TYPE DE TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE 70
FIGURE 3.6: CIRCUIT FERRORÉSONANT DE DÉPART 71
FIGURE 3.7: CIRCUIT FERRORÉSONANT AMÉLIORÉ 72
FIGURE 3.8: CONVERTISSEUR ÉLÉVATEUR DE DÉPART 74
FIGURE 3.9: CONVERTISSEUR ÉLÉVATEUR AVEC SUPPRESSION DES PERTES CA DANS R_{BIAS} 75
FIGURE 3.10: CONVERTISSEUR ÉLÉVATEUR AVEC SOURCE DE COURANT INDÉPENDANTE .. 76
FIGURE 4.1: L_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} POUR DIFFÉRENTS I_{FERRO} 85
FIGURE 4.2: L_{FERRO} EN FONCTION DE I_{FERRO} POUR DIFFÉRENTS I_{ORTHO} 85
FIGURE 4.3: COURBES B-H DE L_{ORTHO} OBTENUES PAR LES DEUX MÉTHODES 88
FIGURE 4.4: COURBES B-H DE L_{FERRO} ESTIMÉE À PARTIR DES MESURES COURANT-TENSION 88
FIGURE 4.5: COURBES B-H DE L_{FERRO} ESTIMÉE À PARTIR DES MESURES D'INDUCTANCE ... 89
FIGURE 4.6: CARACTÉRISTIQUE Z-θ DE L_{FERRO} 89

FIGURE 4.7: CARACTÉRISTIQUE Z-θ DE L_{ORTHO} 90
FIGURE 4.8: CARACTÉRISTIQUE Z-θ DE L_{BIAS} 90
FIGURE 4.9: V_{FERRO} EN FONCTION DE F POUR DIFFÉRENTS $V_{INFERRO}$ 91
FIGURE 4.10: $P_{INFERRO}$ EN FONCTION DE F POUR DIFFÉRENTS $V_{INFERRO}$ 92
FIGURE 4.11: INDICATEURS DE PERFORMANCE EN FONCTION DE I_{ORTHO} (R_L = 200 Ω) 93
FIGURE 4.12: INDICATEURS DE PERFORMANCE EN FONCTION DE R_L (I_{ORTHO} = 1,7 A) 94
FIGURE 4.13: TENSIONS MESURÉES (I_{ORTHO} = 0) 96
FIGURE 4.14: COURANTS MESURÉS (I_{ORTHO} = 0) 97
FIGURE 4.15: TENSIONS MESURÉES (I_{ORTHO} = 1,7 A) 97
FIGURE 4.16: COURANTS MESURÉS (I_{ORTHO} = 1,7 A) 98
FIGURE 4.17: PUISSANCES ABSORBÉES PAR LES ENROULEMENTS (I_{ORTHO} = 1,7 A) 98
FIGURE 4.18: CYCLE DE TRAVAIL DU CIRCUIT L-R (I_{ORTHO} = 1,7 A) 99
FIGURE 4.19: ESTIMATION DE LA VARIATION DE LA PERMÉABILITÉ RELATIVE ÉQUIVALENTE 99
FIGURE 4.20: INDICATEURS DE PERFORMANCE EN FONCTION DE V_{IN} 103
FIGURE 4.21: INDICATEURS DE PERFORMANCE EN FONCTION DE I_{ORTHO} 103
FIGURE 4.22: INDICATEURS DE PERFORMANCE EN FONCTION DE R_L 104
FIGURE 4.23: INDICATEURS DE PERFORMANCE EN FONCTION DE $V_{INFERRO}$ 104
FIGURE 4.24: INDICATEURS DE PERFORMANCE EN FONCTION DE F 105
FIGURE 4.25: I_{ORTHO} POUR DES FAIBLES VALEURS DE COURANT MOYEN 107
FIGURE 4.26: ESTIMATION DE LA DENSITÉ DE FLUX MAGNÉTIQUE 107
FIGURE 4.27: TENSIONS MESURÉES AUX BORNES DES ENROULEMENTS 108
FIGURE 4.28: COURANTS MESURÉS DANS LES ENROULEMENTS 108
FIGURE 4.29: PUISSANCE ABSORBÉE PAR LES ENROULEMENTS (I_{ORTHO} = 1,7 A) 109
FIGURE 4.30: PUISSANCE ABSORBÉE PAR LES ENROULEMENTS (I_{ORTHO} = -1,7 A) 109
FIGURE 4.31: CYCLE DE TRAVAIL DU CONVERTISSEUR COMPLET 110
FIGURE 4.32: ESTIMATION DE LA PERMÉABILITÉ RELATIVE ÉQUIVALENTE 110
FIGURE 6.1: TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE INCORPORÉ DANS UN CONVERTISSEUR CC-CC 115

FIGURE A.1: DÉGRADATION TYPIQUE DE V_T (GAUCHE: TYPE N, DROITE: TYPE P)..... 137
FIGURE A.2: $V_{GS(TH)}$ EN FONCTION DE LA DOSE TOTALE POUR LE IRFY9140 137
FIGURE B.1: REDRESSEUR MAGNÉTIQUE DE WANLASS 141
FIGURE B.2: REDRESSEUR MAGNÉTIQUE DE YAMAGUCHI 142
FIGURE B.3: GÉNÉRATEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE STATIQUE 144
FIGURE C.1: AMPLIFICATEUR MAGNÉTORÉSISTIF CLASSIQUE 145
FIGURE C.2: MAGNÉTORÉSISTANCE EN FONCTION DU COURANT DE MAGNÉTISATION 146
FIGURE C.3: AMPLIFICATEUR À EFFET AMR 148
FIGURE C.4: SCHÉMA ÉLECTRIQUE DU CRYOTRON 149
FIGURE C.5: CRYOTRONS À FILMS CROISÉS, PARALLÈLES ET À EFFET TUNNEL (GAUCHE À DROITE)..... 150
FIGURE C.6: PARAMÉTRON À FLUX QUANTIQUE 151
FIGURE C.7: EFFET GMR DANS UNE VALVE SPIN 152
FIGURE C.8: CONSTRUCTION ET FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR SVT 153
FIGURE C.9: CARACTÉRISTIQUE TYPIQUE D'UN SVT 154
FIGURE C.10: CONSTRUCTION D'UN "COLLECTEUR MULTIPLICATEUR" (GAUCHE) ET CARACTÉRISTIQUE AVEC ET SANS MULTIPLICATION (DROITE)..... 155
FIGURE C.11: REPRÉSENTATION DES BANDES DE CONDUCTION ET DE VALENCE DANS UN MBT 156
FIGURE C.12: CONSTRUCTION ET CARACTÉRISTIQUE TYPIQUE DU AMT 156
FIGURE C.13: SCHÉMA DE CONSTRUCTION DU MFET 157
FIGURE C.14: PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MTT 158
FIGURE C.15: CARACTÉRISTIQUE TYPIQUE I-V DU DISPOSITIF À 0 ET 1194 KA/M..... 159
FIGURE C.16: DOMAINES MAGNÉTIQUES D'UNE MAGNÉTOSTRICTION POSITIVE (HAUT) ET NÉGATIVE (BAS) 160
FIGURE C.17: COURBE B-H POUR UN CHAMP LONGITUDINAL (GAUCHE) ET PERPENDICULAIRE (DROITE) 160
FIGURE C.18: TENSION AUX BORNES DU FIL EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE 161
FIGURE D.1: CAPTEUR À EFFET HALL 162

FIGURE D.2: CAPTEUR DIFFÉRENTIEL D'AMPLIFICATION MAGNÉTIQUE 163
FIGURE D.3: MAGNÉTOTRANSISTOR (ENTOURÉ PAR LES POINTILLÉS) 164
FIGURE D.4: MAGFET DE TYPE CONCAVE 164
FIGURE D.5: MAGNÉTODIODE (GAUCHE) ET THYRI-MAGNÉTODIODE (DROITE) 165
FIGURE E.1: DIRECTION DES FLUX ORTHOGONAL ET FERRORÉSONANT DANS LES JAMBES 166
FIGURE E.2: REPRÉSENTATION DES LIGNES DE FLUX MAGNÉTIQUE DANS LES JAMBES 167
FIGURE E.3: PERMÉABILITÉ RELATIVE RÉDUITE D'UN NOYAU CYLINDRIQUE OUVERT 170
FIGURE E.4: CIRCUIT MAGNÉTIQUE ÉQUIVALENT 171
FIGURE E.5: NOUVEAU TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE (VERSION 1) 176
FIGURE E.6: NOUVEAU TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE (VERSION 2) 176
FIGURE E.7: NOUVEAU TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE (VERSION 3) 176
FIGURE E.8: NOUVEAU TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE (VERSION 4) 177
FIGURE E.9: L_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} (VERSION 1) 178
FIGURE E.10: L_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} (VERSION 2.1) 178
FIGURE E.11: L_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} (VERSION 2.2) 179
FIGURE E.12: L_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} (VERSION 3) 179
FIGURE E.13: L_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} (VERSION 4) 180
FIGURE F.1: TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE À DEUX NOYAUX EN "C" 183
FIGURE F.2: INDUCTANCE L_S 186
FIGURE G.1: PROTOTYPE DE TEST 187
FIGURE G.2: SCHÉMA ÉLECTRIQUE DU PROTOTYPE DE TEST 188
FIGURE G.3: MONTAGE DE MESURE DE L'INDUCTANCE 190
FIGURE G.4: MONTAGE DE MESURE DU COURANT ET DE LA TENSION 191
FIGURE G.5: MONTAGE DE MESURE DE LA RÉPONSE EN FRÉQUENCE 192
FIGURE G.6: MONTAGE DE TEST DU CIRCUIT FERRORÉSONANT 193
FIGURE G.7: MONTAGE DE MESURE DU CIRCUIT L-R 194
FIGURE G.8: MONTAGE DE MESURE DU CIRCUIT COMPLET 195
FIGURE G.9: MONTAGE DE MESURE DU CYCLE DE TRANSFERT DE PUISSANCE 196
FIGURE H.1: PERMÉABILITÉ RELATIVE ÉQUIVALENTE RELATIVE DE L_{ORTHO} ($I_{FERRO} = 0$) 198

FIGURE H.2: L_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} EXTRAPOLÉE À PARTIR DE μ_R (I_{FERRO} = 0). 199
FIGURE H.3: PERMÉABILITÉ RELATIVE ÉQUIVALENTE DE L_{FERRO} (I_{ORTHO} = 0) 200
FIGURE H.4: V_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} (R_L = 200 Ω) 201
FIGURE H.5: BILAN DE PUISSANCE EN FONCTION DE I_{ORTHO} (R_L = 200 Ω) 201
FIGURE H.6: V_{ORTHO} EN FONCTION DE R_L (I_{ORTHO} = 1,7 A) 202
FIGURE H.7: BILAN DE PUISSANCE EN FONCTION DE R_L (I_{ORTHO} = 1,7 A) 203
FIGURE H.8: I_{IN} EN FONCTION DE V_{IN} POUR DIFFÉRENTES FRÉQUENCES 204
FIGURE H.9: V_L EN FONCTION DE V_{IN} POUR DIFFÉRENTES FRÉQUENCES 205
FIGURE H.10: BILAN DE PUISSANCE EN FONCTION DE V_{IN} 205
FIGURE H.11: V_{FERRO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} POUR DIFFÉRENTES R_L 207
FIGURE H.12: V_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} POUR DIFFÉRENTES R_L 207
FIGURE H.13: V_L EN FONCTION DE I_{ORTHO} POUR DIFFÉRENTES R_L 208
FIGURE H.14: ENVELOPPE DE H_{ORTHO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} POUR DIFFÉRENTES R_L ... 208
FIGURE H.15: ENVELOPPE DE H_{FERRO} EN FONCTION DE I_{ORTHO} POUR DIFFÉRENTES R_L 209
FIGURE H.16: FACTEUR DE PUISSANCE EN FONCTION DE I_{ORTHO} POUR DIFFÉRENTES R_L .. 209
FIGURE H.17: BILAN DE PUISSANCE EN FONCTION DE I_{ORTHO} POUR DIFFÉRENTES R_L 210
FIGURE H.18: V_{FERRO} EN FONCTION DE R_L 211
FIGURE H.19: V_{ORTHO} EN FONCTION DE R_L 212
FIGURE H.20: V_L-V_{IN} EN FONCTION DE R_L 212
FIGURE H.21: BILAN DE PUISSANCE EN FONCTION DE R_L 213
FIGURE H.22: V_{FERRO} EN FONCTION DE $V_{INFERRO}$ 214
FIGURE H.23: V_{ORTHO} EN FONCTION DE $V_{INFERRO}$ 215
FIGURE H.24: V_L EN FONCTION DE $V_{INFERRO}$ 215
FIGURE H.25: BILAN DE PUISSANCE EN FONCTION DE $V_{INFERRO}$ 216
FIGURE H.26: V_{FERRO} EN FONCTION DE F 217
FIGURE H.27: V_{ORTHO} EN FONCTION DE F 217
FIGURE H.28: V_L-V_{IN} EN FONCTION DE F 218
FIGURE H.29: BILAN DE PUISSANCE EN FONCTION DE F 218
FIGURE H.30: MODÈLE ENTRÉE-SORTIE CC ÉQUIVALENT 219

FIGURE H.31: IX EN FONCTION DE R_L (F = 8 KHZ) 220
FIGURE H.32: R_X EN FONCTION DE R_L (F = 8 KHZ) 221
FIGURE H.33: I_X EN FONCTION DE F (R_L = 200 Ω) 221
FIGURE H.34: R_X EN FONCTION DE F (R_L = 200 Ω) 222

LISTE DES SIGLES

AMR	Anisotropic Magnetoresistance
AMT	All Metal Transistor
ASC	Agence spatiale canadienne
ASVT	Avalanche Spin Valve Transistor
ATE	Automatic Test Equipment
AWG	American Wire Gauge
BCS	Bardeen, Cooper et Schrieffer
BJT	Bipolar Junction Transistor
BSIT	Bipolar Static Induction Transistor
CA	courant alternatif
CC	courant continu
CMR	Colossal Magnetoresistance
COP	Coefficient Of Performance
CPU	Central Processing Unit
DAMS	Differential Amplification Magnetic Sensor
DC	Direct Current
DODUSA	Department of defense of the USA
DoE	Department of Energy
EFF	efficace
EIS	Electrical Intermediate State
ESD	Electrostatic Discharge
GEO	géosynchrone
GMR	Giant Magnetoresistance

GPS	Global Positionning System
GSFC	Goddard Space Flight Center
ISS	International Space Station
JFET	Junction Field Effect Transistor
JWST	James Web Space Telescope
LEO	Low Earth Orbit
MAGFET	Magnetic Field Effect Transistor
MBT	Magnetic Bipolar Transistor
MC	magnétocourant
ME	magnétoélectrique
MEG	Motionless Electromagnetic Generator
MEMS	Microelectromechanical Systems
MEO	Medium Earth Orbit
MFET	Magnetic Field Effect Transistor
MI	magnétoinductif
MOS	Metal Oxyde Semiconductor
MOSFET	Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor
MR	magnétorésistance
MRAM	Magnetoresistive RAM
MRS	Magnetoresistive Switch
MTJ	Magnetic Tunnel Junction
MTT	Magnetic Tunneling Transistor
N.A.	non applicable
N.D.	non disponible

NASA	National Aeronautics and Space Administration
NPN	Negative-Positive-Negative
NSTC	Nova Scotia Technical College
OMR	Ordinary Magnetoresistance
PPTC	Polyswitch Polymeric Positive Temperature Coefficient
QFP	Quantum Flux Parametron
R&D	recherche et développement
RAM	Random Access Memory
RF	radiofréquence
ROM	Read Only Memory
RRAM	Resistive RAM
SDT	Spin Dependant Tunneling
SI	système international
SIT	Static Induction Transistor
SOA	Safe Operating Area
STRP	Space Technologies Research Program
SVT	Spin Valve Transistor
TID	Total Ionising Dose
TMJ	Tunnel Magnetic Junction
TMR	Tunneling Magnetoresistance
US	United States

USA	United States of America

LISTE DES ABRÉVIATIONS

µF	microfarad
µH	microhenry
µm	micromètre
µs	microseconde
2D	deux dimensions
3D	trois dimensions
A	ampère
ACC	ampère CC
C	celcius
cm	centimètre
e.g.	exemple général
eV	électron-volt
Gy	Grey
Hz	hertz
Id.	identificateur
Indet.	indéterminé
J	joule
K	kelvin
kA	kiloampère

keV	kilo électron-volt
kg	kilgramme
kHz	kilohertz
km	kilomètre
krad	kilorad
m	mètre
mΩ	milliohm
mA	milliampère
MeV	méga électron-volt
mH	millihenry
MHz	mégahertz
mm	millimètre
Mrad	mégarad
ms	milliseconde
mT	millitesla
mV	millivolt
mW	milliwatt
nF	nanofarad
nV	nanovolt
s	seconde
T	tesla
TeV	terra électron-volt
V	volt
VA	volt-ampère

VCC	volt CC
VEFF	volt efficace
W	watt

LISTE DES SYMBOLES

λ	couplage de flux ou profondeur de pénétration ou longueur d'onde ou magnétostriction
$^\circ$	degré
θ	déphasage ou angle
Δ	différence
ΔE	différence d'énergie
ΔP_{IN}	augmentation de la puissance d'entrée
ΔP_L	augmentation de la puissance de sortie
ϕ	flux magnétique instantané
ϕ_{EXT}	flux magnétique externe
ϕ_{FERRO}	flux magnétique dans L_{FERRO}
ϕ_{NET}	flux magnétique net (total)
ϕ_{ORTHO}	flux magnétique dans L_{ORTHO}
ω	fréquence
Ω	ohm
μ	perméabilité (produit de μ_0 et de μ_r)
μ_θ	perméabilité sur le sens de la circonférence
μ_0	perméabilité absolue
μ_i	perméabilité initiale
μ_r	perméabilité relative

μ_{rod}	perméabilité réduite d'un noyau cylindrique ouvert
ε	permittivité
α	rapport de transfert de courant ou différence de phase entre les paires de Cooper
α_{ij}	tenseur de susceptibilité
α_m	coefficient de magnétorésistance
$\Re$	réluctance
$\Re_{FERRO_0}$	réluctance initiale de L_{FERRO}
$\Re_{LS}$	réluctance de L_S
$\Re_{ORTHO_0}$	réluctance initiale de L_{ORTHO}
$\Re_{ORTHO_FUITE}$	réluctance de fuite de L_{ORTHO}
$\Re_{ORTHO_G}$	réluctance de l'entrefer
$\Re_{ORTHO_JAMBES_0}$	réluctance initiale des jambes de L_{ORTHO}
$\Re_{ORTHO_TETES}$	réluctance des têtes de L_{ORTHO}
ξ	angle entre le courant et le vecteur de magnétisation
A_e	aire effective
A_{FERRO}	aire effective de L_{FERRO}
A_{IN}	rapport des puissances d'entrée
A_{LS}	aire effective de L_S
A_{ORTHO}	aire effective de L_{ORTHO}
A_{ORTHO_JAMBES}	aire effective des jambes de L_{ORTHO}
A_{ORTHO_TETES}	aire effective des têtes de L_{ORTHO}
A_{PEFF}	gain de puissance effective
$A_{PEFF-PF}$	produit gain de puissance effective – facteur de puissance
A_V	gain de tension

B	densité de flux magnétique
$\hat{B}$	densité de flux magnétique crête
B_c	densité de flux magnétique de contrôle
B_i	densité de flux initiale
B_{MAX}	densité de flux maximale
B_r	densité de flux magnétique rémanente
B_s	densité de flux de saturation
BV_{DSS}	tension de claquage drain-source
C	condensateur
c	vitesse de la lumière
C_{FERRO}	condensateur ferrorésonant
C_{IN}	condensateur d'entrée
C_L	condensateur de charge
C_P	capacité parallèle équivalente
d	différentielle
D	diode ou rapport cyclique
E	champ électrique
e	charge de l'électron
$E_{[i,j]}$	énergie absorbée par l'inductance du temps t_i à t_j
EA	amplificateur d'erreur
E_L	énergie instantané dans une inductance
F	force ou facteur d'effet de peau
f	fréquence d'opération
FMM	force magnétomotrice

g_{fs}	transconductance
H	champ magnétique
h	constante de Plank
H_B	champ magnétique de polarisation
H_c	champ coercitif
h_{fe}	gain de courant du transistor bipolaire
H_{FERRO}	champ magnétique ferrorésonant
H_i	champ magnétique initial
H_K	champ magnétique anisotropique
H_m	champ magnétique maximal
H_{ORTHO}	champ magnétique orthogonal
i	courant instantané
I	courant moyen
$\hat{I}$	courant crête
I_{BIAS}	courant de polarisation ou source de courant de polarisation
I_{BIAS_MIN}	courant de polarisation minimal
I_C	courant de contrôle
I_{CBO}	courant de fuite collecteur-base
I_e	courant d'émetteur
I_{FERRO}	courant moyen dans L_{FERRO}
$I_{FERRO(sat)}$	courant responsable de la saturation de L_{FERRO}
I_{IN}	courant moyen fourni par la source continue
i_L	courant instantané dans L
i_{ORTHO}	courant instantané dans L_{ORTHO}
I_{ORTHO}	courant moyen dans L_{ORTHO}
I_{ORTHO_0}	courant dans L_{ORTHO} lorsque le contrôle est désactivé

I_X	source de courant du modèle entrée-sortie CC équivalent
J	jonction de Josephson
k	facteur de modulation d'inductance
L	inductance
l	longueur du fil
L_{BIAS}	inductance de polarisation
l_e	longueur effective
L_{FERRO}	inductance ferrorésonante
l_{FERRO}	longueur effective du noyau de L_{FERRO}
l_{FERRO_0}	longueur effective initiale du noyau de L_{FERRO}
l_G	longueur effective de l'entrefer
L_i	inductance initiale
L_{ORTHO}	inductance orthogonale
L_{ORTHO_0}	inductance orthogonale initiale
L_{ORTHO_BAS}	valeur basse de l'inductance L_{ORTHO}
L_{ORTHO_HAUT}	valeur haute de l'inductance L_{ORTHO}
l_{ORTHO_JAMBES}	longueur effective des jambes de L_{ORTHO}
l_{ORTHO_NOYAU}	longueur effective du noyau de L_{ORTHO}
l_{ORTHO_TETES}	longueur effective des têtes du noyau de L_{ORTHO}
L_S	inductance série de blocage ou inductance équivalente série
M	magnétisation
M_{ij}	inductance mutuelle entre l'enroulement i et j
N	nombre de tours
N_{FERRO}	nombre de tours de L_{FERRO}

N_{FERRO1}	nombre de tours de L_{FERRO} entre la prise et la masse
N_{FERRO2}	nombre de tours de L_{FERRO} entre la prise et la borne du condensateur
N_{LS}	nombre de tours de L_S
N_{ORTHO}	nombre de tours de L_{ORTHO}
P	puissance
P_{CRTL}	puissance de contrôle
P_{EFF}	puissance effective
PF	facteur de puissance
P_{IN}	puissance fournie par la source de tension continue
P_{IN_0}	puissance de la source continue lorsque le contrôle est désactivé
$P_{INFERRO}$	puissance fournie par la source de tension alternative
P_L	puissance à la charge ou puissance instantanée dans l'inductance
P_{L_0}	puissance à la charge lorsque le contrôle est désactivé
PM	aimant permanent
P_V	dissipation de puissance volumique
q	charge
Q	transistor
Q_C	transistor de contrôle
R	résistance
$R_{//}$	résistance lorsque le courant est parallèle à la magnétisation
$R_{\perp}$	résistance lorsque le courant est perpendiculaire à la magnétisation
R_0	résistance initiale
R_{BIAS}	résistance de polarisation
R_c	résistance de contrôle
$R_{DS(on)}$	résistance drain-source de conduction
R_L	résistance de charge
R_{LORTHO_CC}	résistance de L_{ORTHO} pour un CC

R_P	résistance équivalente parallèle
R_S	résistance équivalente série
R_X	résistance équivalente du modèle entrée-sortie CC équivalent
S	puissance réactive
S_{CTRL}	puissance réactive de contrôle
SR	inductance saturable
T	température
t	temps
T_c	température critique
Th	thyristor
t_i	instant i
v	tension instantanée ou vitesse
V	tension moyenne
V_{BIAS}	tension moyenne aux bornes de R_{BIAS}
$V_{CE(sat)}$	tension collecteur-émetteur de saturation
$V_{CEO(max)}$	tension collecteur-émetteur maximale
V_D	tension directe de la diode
V_e	volume effectif
V_{FERRO}	tension aux bornes de L_{FERRO} (efficace)
$\hat{V}_{FERRO}$	tension aux bornes de L_{FERRO} (crête)
v_{FERRO}	tension instantanée aux bornes de L_{FERRO}
V_{FERRO1}	tension à la prise de L_{FERRO} (efficace)
V_{FERRO2}	tension aux bornes de L_{FERRO} (efficace)
$V_{GS(th)}$	tension de seuil grille-source
V_H	tension de Hall
V_{IN}	tension d'entrée moyenne ou source de tension continue

$V_{INFERRO}$	tension d'entrée du circuit ferrorésonant (efficace) ou source de tension alternative
$\hat{V}_{INFERRO}$	tension d'entrée du circuit ferrorésonant (crête)
V_L	tension de charge moyenne
v_L	tension instantanée aux bornes de l'inductance
v_O	tension instantanée avant la diode D1
V_O	tension moyenne avant la diode D1
v_{ORTHO}	tension instantanée aux bornes de L_{ORTHO}
V_{ORTHO}	tension aux bornes de L_{ORTHO} (efficace)
V_{ORTHO_D1ON}	tension aux bornes de L_{ORTHO} lorsque D1 conduit
v_S	source de tension ou tension instantanée de cette dernière
V_S	tension moyenne de la source
V_T	tension de seuil
v_{TAP}	tension instantanée à la prise de L_{FERRO}
W	travail
$W_{[i,j]}$	travail fourni du temps t_i à t_j
Z	impédance

AVANT-PROPOS

Le présent projet de recherche traite des amplificateurs magnétiques utilisés dans des convertisseurs de puissance, et plus particulièrement ceux destinés à des applications spatiales. Ce domaine de recherche est peu étudié dans les universités et l'industrie en général et encore moins dans le domaine spatial. La seule exception est l'étude de l'amplificateur magnétique de post-régulation, lequel est de plus en plus utilisé dans les convertisseurs à CC fournissant un grand courant et une basse tension de sortie.

Dans son souci d'innover dans les technologies innovatrices destinées à des applications spatiales, l'Agence spatiale canadienne [ASC] dans le cadre du programme "Space Technologies Research Program" [STRP] finance les présents travaux de recherche. Le projet a été proposé pour la première fois en février 2004 aux ingénieurs et gestionnaires de l'ASC sous le nom de "Magnetic Power Conversion". Il a été accepté et son financement a depuis été renouvelé à chaque année. Ce même projet de recherche avait déjà été présenté par le présent codirecteur de maîtrise chez SPAR Aérospatiale en 1995 (Piaskowski 1995) et à l'ASC en 2002 (Piaskowski 2002) mais n'avait pas été retenu.

Le présent auteur, ainsi que son codirecteur Andrew Piaskowski, travaillent dans le groupe Électronique numérique et puissance des Charges utiles spatiales, du département des Technologies spatiales de l'Agence spatiale canadienne à Longueuil. Le projet de recherche a été proposé comme projet de maîtrise par Piaskowski en 2003, en même temps qu'il avait été proposé de façon informelle au gestionnaire du groupe. Le projet de maîtrise a été par la suite soumis au professeur Gilles Roy, pour être accepté au début du mois de février 2004.

Le travail de recherche se déroule sans relâche depuis cette date, sauf qu'il a dû être interrompu entre mai et décembre 2004. Le travail s'est donc déroulé sur une période active de 22 mois et a nécessité plus de 1600 heures de travail de la part du présent auteur. Les développements intermédiaires des travaux sont documentés dans trois rapports d'étape (Valsecchi 2004a, Valsecchi 2005a, Valsecchi 2005b), ainsi qu'un article

(Valsecchi 2004b) présenté dans le cadre du cours Séminaires à l'École Polytechnique de Montréal.

La méthodologie s'est basée sur une première étape de recherche littéraire au début du projet, laquelle a permis de voir dans un cadre large le domaine de recherche (Valsecchi 2004a). L'étape suivante a été le développement théorique et pratique d'un convertisseur CC-CC élévateur basé sur deux géométries différentes de dispositifs à induction variable (Valsecchi 2005a, Valsecchi 2005b).

Un point tournant fut ensuite la découverte dans la littérature des transformateurs paramétriques de McCreary (1948) et de Wanlass (1968), ainsi que les travaux de recherche effectués au Nova Scotia Technical College [NSTC] dans les années 70 (Verma 1971, Bahl 1973, Sen 1974 et Khan 1974). Ces découvertes ont montré l'existence antérieure d'un des deux dispositifs magnétiques développés dans le cadre du présent projet: le transformateur paramétrique à deux noyaux en "C".

Par contre, aucune des applications trouvées dans une centaine de brevets, mémoires et articles utilise le dispositif d'une façon et pour une application similaire. Par ailleurs, le traitement unique du sujet permet d'apporter de nouvelles connaissances dans ce domaine de recherche et de remettre aussi en question certains éléments trouvés dans la théorie existante. Le point culminant des travaux consiste en l'explication et la preuve théorique et pratique de la limitation inhérente de l'inductance variable en terme de gain de contrôle de puissance.

Finalement, la vaste étude littéraire permet de recenser et de catégoriser un très grand nombre de dispositifs à interaction magnétique et de circuits les utilisant. Le présent ouvrage met aussi en lumière l'importance du développement d'un convertisseur de puissance à amplification magnétique pour une application spatiale en fonction des contraintes associées à son environnement.

INTRODUCTION

La puissance transmise à une charge peut être contrôlée en plaçant une impédance variable entre cette dernière et la source. Dans le cas d'une source alternative, cette impédance peut être résistive, capacitive ou inductive, tel qu'illustré à la Figure i.1. Si l'impédance contrôlable est inductive, le circuit de contrôle s'appelle un amplificateur magnétique.

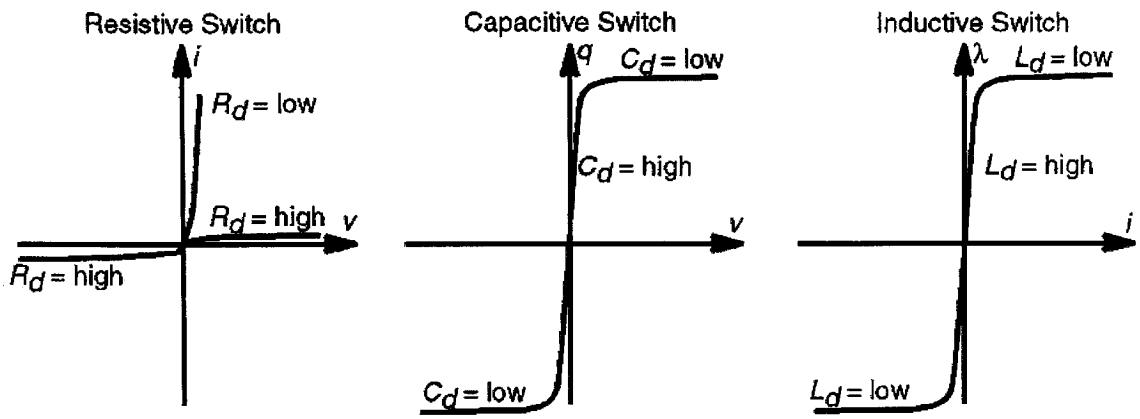


Figure i.1: Caractéristique typique de commutateurs[1]

La littérature (Wilson 2000) montre que c'est en 1912 que Ernst F.W. Alexanderson de la General Electric Company a présenté la première demande de brevet pour un amplificateur magnétique. Les premiers amplificateurs magnétiques ont permis de contrôler la puissance transmise à l'antenne des premières transmissions transocéaniques. Il s'agissait de circuits magnétiques ayant des noyaux de fer laminé et refroidis à l'huile. Avec la combinaison de circuits résonants, il était possible de contrôler avec un courant de quelques ampères un courant de plusieurs centaines d'ampères dans l'antenne d'un transmetteur radio (Alexanderson 1920).

De façon surprenante, L. DeForest avait déjà inventé en 1907 le "Three element thermionic vacuum tube", le premier tube à vide. Les tubes à vide étaient plus attrayants pour des applications à courant continu [CC], étant donné qu'ils offrent une

caractéristique de commutation résistive. Par contre, les amplificateurs magnétiques permettaient de transformer des puissances beaucoup plus grandes.

Pendant la deuxième guerre mondiale, l'armée allemande a utilisé les amplificateurs magnétiques avec succès dans plusieurs applications (transmetteurs, stabilisateurs des missiles V-2, etc.), ce qui leur a donné un certain avantage face aux forces alliées. Le développement par les Allemands des matériaux à boucle d'hystérésis rectangulaire comme l'Orthonol et le Permalloy, ainsi que l'utilisation des diodes au sélénium, ont relancé fortement l'utilisation des amplificateurs magnétiques dans les années 40 et 50 dans les domaines militaires et industriels, demandant des circuits robustes.

En 1952, les ingénieurs de la compagnie Univac développèrent un amplificateur magnétique nommé "Ferractor" (Gray 1999), qui remplaça les tubes à vide utilisés dans l'unité centrale de traitement [CPU] des ordinateurs. Une grande réalisation fut le "Solid State Computer", le premier ordinateur du genre. Il offrait une taille grandement réduite par rapport aux ordinateurs à tubes, en plus d'offrir une plus grande modularité et fiabilité. Un peu plus tard dans la même décennie, les amplificateurs magnétiques traditionnels furent aussi utilisés comme unités de mémoire dans les ordinateurs pour remplacer les "rotating drum", lesquels avaient le désavantage de présenter un délai de rotation inhérent. Pour chacun des bits de mémoire, un tore était magnétisé dans une ou l'autre des directions pour signifier un "0" ou un "1".

Le point tournant qui mena à la quasi-disparition des amplificateurs magnétiques survint en 1948 avec l'invention du transistor aux laboratoires Bell. En 1960, General Electric mettait sur le marché le premier thyristor qui, avec le transistor, a connu un grand succès.

La Figure i.2 montre les principaux courants d'utilisation des dispositifs de commutation en électronique de puissance. Aujourd'hui, les tubes à vide ont pratiquement disparu, tandis que les dispositifs semi-conducteurs sont un choix de premier plan pour à peu près n'importe quelle application.

---

[1] Source: (Wilson 2000), figure 2.

Toutefois, les amplificateurs magnétiques sont réapparus vers la fin des années 70 principalement à cause de leur utilisation comme circuits de post-régulation dans les alimentations à découpage. Étant donné que les fréquences de commutation sont graduellement devenues plus élevées avec l'utilisation des transistors à effet de champ, les noyaux ferromagnétiques en Permalloy laminé qu'utilise ce genre d'amplificateur magnétique sont devenus suffisamment petits pour être abordables.

Depuis les années 50, les propriétés des matériaux ferromagnétiques se sont grandement améliorées et permettent de nouvelles applications prometteuses. Par exemple, certains types de ferrites d'aujourd'hui ont des propriétés suffisamment intéressantes pour rivaliser avec les dispendieux noyaux laminés. Il y a aussi les matériaux amorphes, dont les nanocristallins, ainsi que les aimants permanents qui ont des propriétés impressionnantes.

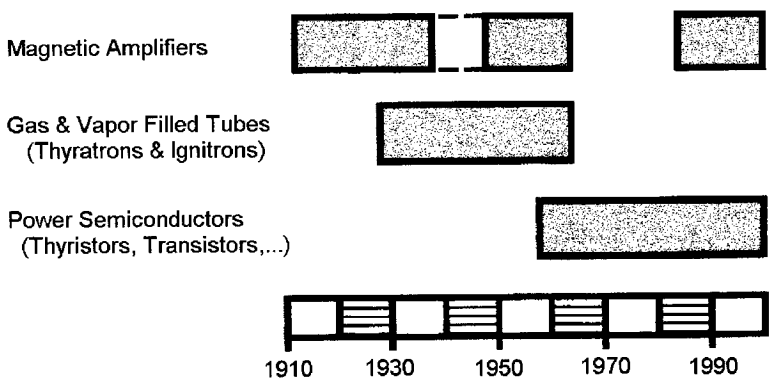


Figure i.2: Principaux courants dans l'utilisation de dispositifs de commutation[2]

Dans ce projet, l'utilisation du transistor dans le convertisseur de puissance pour application spatiale est questionnée de nouveau et la possibilité de le remplacer par un amplificateur magnétique est étudiée. Les motivations s'appuient sur l'hypothèse théorique promue par Piaskowski (1995[3], 2000), selon laquelle la variation instantanée de la valeur d'une inductance amène une variation prévisible de courant la traversant afin de conserver la même quantité d'énergie emmagasinée à l'intérieur. La conclusion de cette

---

[2] Adapté de: (Wilson 2000), figure 10.

[3] Un résumé de ce document est présenté en Annexe J.

hypothèse est qu'un gain de contrôle de puissance est envisageable en faisant varier la valeur d'une inductance contrôlable.

L'avantage du convertisseur à développer par rapport aux topologies à transistors existantes est qu'il satisferait mieux aux exigences d'un environnement sévère comme celui de l'espace. En effet, les principales qualités physiques reconnues à l'amplificateur magnétique sont les suivantes:

- robustesse aux vibrations et chocs;
- opération sur une grande plage de températures;
- immunité aux décharges électrostatiques [ESD];
- immunité aux radiations;
- très grande fiabilité, car il n'y a pas beaucoup de composantes et une très faible dégradation avec le temps.

En plus, l'amplificateur magnétique possède aussi d'autres qualités à considérer:

- efficacité énergétique;
- flexibilité de conception pour satisfaire une application précise;
- quasi aucune limitation en terme de puissance;
- très grande variété de constructions possibles en fonction de l'application choisie;
- peu dispendieux;
- matériaux généralement facilement disponibles et exemptés des règles d'exportation des biens technologiques.

Il est difficile de comparer ces qualités par rapport à celles des autres dispositifs de commutation, étant donné que la comparaison dépend fortement de l'application précise, de la topologie du convertisseur ainsi que de la sévérité des contraintes financières et politiques qui entourent sa conception. Les qualités physiques sont par contre plus faciles à comparer entre-elles.

La sévérité des radiations auxquelles sont soumis les engins spatiaux est souvent le facteur le plus contraignant en terme de coût, de risque et d'effort. Cela est particulièrement vrai pour la conception de convertisseurs de puissance à découpage. La majorité des missions imposent des contraintes en radiation très sévères et des transistors MOSFET spéciaux résistants aux radiations doivent être utilisés. Ces derniers ont comme désavantages d'offrir une performance souvent moins bonne, d'afficher un prix exorbitant (10000 $ US environ pour un transistor résistant à 1 Mrad) et un long délai de livraison, ainsi que d'être soumis à des quantités minimales d'achat et des règles d'exportation contraignantes. Par contre, les amplificateurs magnétiques ne nécessitent pas de précaution de conception par rapport aux radiations et peuvent être construits à partir des mêmes matériaux que ceux utilisés pour leurs équivalents commerciaux. Finalement, les normes utilisées pour la conception et la fabrication d'inductances et de transformateurs destinés à des applications spatiales (Department of Defense of the USA [DODUSA] 1992, DODUSA 1999) peuvent être appliquées sans problème apparent aux amplificateurs magnétiques.

En introduction au présent projet, une brève étude comparative de la tolérance des différents types de dispositif de commutation de puissance aux radiations a été effectuée et est présentée en Annexe A. L'étude montre que les transistors MOSFET ordinaires, lorsque irradiés, sont susceptibles au phénomène destructif de "burn-out" et qu'ils subissent une dégradation permanente de leurs paramètres, pouvant être très importante dans le cas d'orbites terrestres éloignées ou de missions interplanétaires. Les transistors bipolaires [BJT] offrent en général une meilleure immunité, mais pas d'aussi bonnes performances que les transistors à effet de champ. De tous les dispositifs semi-conducteurs, le transistor bipolaire à induction statique [BSIT] est celui le plus apte à concurrencer le MOSFET spécial résistant aux radiations. Il s'agit toutefois un dispositif exotique et apparemment pas encore offert commercialement.

Il est facile d'imaginer qu'il est pratiquement impossible de construire un convertisseur à découpage sans transistor, mais l'objectif est d'en limiter l'utilisation. Par exemple, l'utilisation du transistor bipolaire de faible signal dans le circuit de commande de

l'amplificateur magnétique est envisageable si ce dernier est utilisé de façon soignée et avec des marges de sécurité suffisantes afin de réduire l'impact des radiations. Il est à noter qu'un transistor de type 2N2222 ou 2N2907 ayant un niveau de qualification militaire coûte environ 1 $ US, ce qui respecte la philosophie de construire un circuit peu coûteux.

Malgré les qualités importantes que possèdent les amplificateurs magnétiques, la motivation qui pousse à les utiliser n'est pas aussi claire par rapport à d'autres facteurs et certaines questions sont difficiles à répondre:

- Est-ce que la taille et la masse de ces dispositifs sont acceptables pour des applications spatiales, considérant les contraintes d'enveloppe et le coût qu'il en coûte au lancement par kilogramme (environ 5000 $/kg)? À quelle fréquence de commutation et selon quelles conditions un amplificateur magnétique devra-t-il fonctionner pour qu'il soit suffisamment petit?
- La nouvelle topologie de contrôle entourant l'amplificateur magnétique est-elle si complexe qu'elle peut accentuer les inconvénients qu'on voulait éviter au départ?
- Est-ce que certains principes physiques et thermodynamiques empêchent qu'une topologie à amplificateur magnétique puisse concurrencer avec une topologie conventionnelle à transistor?

Par rapport à ce dernier point, le problème fondamental est qu'il est souhaitable de remplacer le transistor par un amplificateur magnétique, mais que ce dernier ne possède pas la caractéristique à résistance négative essentielle à la conversion CC-CA. Le but ultime du projet est de trouver une solution pour une conversion CC-CC n'utilisant aucun transistor. De façon plus réaliste, une topologie qui utilise des transistors de plus faible puissance pour la même puissance convertie serait une grande amélioration.

Ce projet vise à répondre à cette dernière question, c'est-à-dire étudier la possibilité d'utiliser un amplificateur magnétique ou tout autre dispositif à interaction magnétique comme commutateur de puissance dans un convertisseur CC-CC. Pour ce faire,

l'hypothèse de base de gain de contrôle de puissance (Piaskowski 1995, 2002) est étudiée et une démarche théorique et expérimentale tente de la confirmer.

Le premier chapitre présente une revue littéraire des dispositifs à interaction magnétique et, plus particulièrement, des amplificateurs magnétiques et de leurs applications dans les convertisseurs de puissance. Le fonctionnement de chacun des dispositifs recensés est décrit et leur application potentielle pour ce projet est évaluée.

Le deuxième chapitre élabore la théorie de l'amplification magnétique à partir des théories recensées. Les phénomènes de génération de tension aux bornes d'une inductance variable et le transfert de puissance sont étudiés et illustrés par des simulations. L'hypothèse de départ du gain de contrôle de puissance est décrite et le gain théorique de puissance est calculé pour une inductance à entrefer variable. Le contrôle de transfert de puissance entre une source et une charge résistive est par la suite étudié et illustré à l'aide de simulations. Finalement, les indicateurs de performance du convertisseur à l'étude sont définis.

Le troisième chapitre présente la théorie du dispositif à induction variable et de la topologie de convertisseur choisis. Le fonctionnement du dispositif magnétique est expliqué et son modèle mathématique courant-tension est élaboré. La topologie de convertisseur choisie est présentée et son fonctionnement est expliqué en détail.

Le quatrième chapitre rapporte les résultats de tests importants effectués sur l'inductance variable et le convertisseur complet.

Le cinquième chapitre présente une discussion sur la comparaison de la performance des deux types d'inductances variables construites, ainsi que sur la limitation inhérente du gain dans le circuit développé.

Le sixième chapitre propose des voies futures de recherche et développement [R&D] reliées au travail effectué dans le cadre du projet. L'utilisation de l'amplificateur magnétique développé dans d'autres applications est étudiée et certaines améliorations possibles du dispositif magnétique étudié sont proposées. Finalement, l'exploitation de

d'autres phénomènes pour produire une amplification magnétique est aussi proposée comme avenue future de recherche.

1 DISPOSITIFS À INTERACTION MAGNÉTIQUE

Les dispositifs à interaction magnétique, outre les transformateurs et les inductances linéaires, peuvent se diviser en trois grandes catégories, soit les amplificateurs magnétiques utilisant des inductances variables, les dispositifs magnétorésistifs et les dispositifs à effet Hall. La différence qui les sépare est le type de relation existant entre le champ magnétique en entrée et la variable de sortie. Dans un amplificateur magnétique, le champ magnétique généré par le courant d'entrée fait changer l'inductance en sortie. Dans un dispositif magnétorésistif, c'est la résistance de sortie qui est affectée par H. Finalement, dans un dispositif à effet Hall, c'est la tension de sortie qui varie en fonction du champ magnétique. Il faut aussi noter l'existence de dispositif de magnétoimpédance, où la résistance et l'inductance de sortie sont toutes deux affectées. Dans le présent document, les dispositifs de magnétoimpédance sont catégorisés comme des dispositifs de magnétorésistance.

Le présent chapitre rapporte les résultats d'une large revue littéraire portant sur les dispositifs à interactions magnétiques connus. L'objectif de l'étude est de connaître le fonctionnement, les applications et les limites de chacun des dispositifs afin d'identifier celui ou ceux qui peuvent être utilisés comme commutateur de puissance dans le convertisseur à l'étude. L'évaluation des qualités de chacun se fait dans ce contexte. Le dispositif recherché se comporte comme un commutateur et est commandé avec une faible puissance. Tout dispositif susceptible d'afficher un gain de puissance entre le dipôle de contrôle et le dipôle de sortie est ainsi à être considéré.

1.1 AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES

De nombreux types d'amplificateurs magnétiques ont été développés depuis le début du vingtième siècle et ont été utilisés dans des applications très variées. La recherche littéraire a permis de recenser des centaines de dispositifs et de circuits d'amplification magnétique différents. Les dispositifs les plus susceptibles d'être réutilisés dans le convertisseur à l'étude sont présentés et comparés ci-après.

1.1.1 Inductance autosaturable

1.1.1.1 Amplificateur magnétique classique

L'inductance saturable utilisée dans les circuits de post-régulation, le "magamp", est probablement le type d'amplificateur magnétique le plus populaire aujourd'hui. En plus d'offrir une excellente fiabilité, il peut même être plus efficace que les régulateurs utilisant des semi-conducteurs. Une application typique dans un convertisseur de type "forward" est présentée à la Figure 1.1.

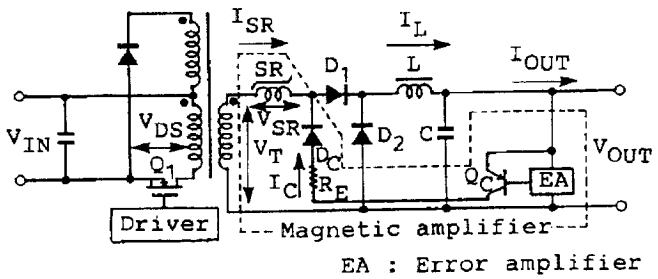


Figure 1.1: Amplificateur magnétique de post-régulation dans un convertisseur "forward"[4]

Le circuit d'amplification magnétique comprend un amplificateur d'erreur (EA) pour détecter et amplifier la différence entre la tension de sortie mesurée et celle désirée. Un transistor (Q_C) fournit le courant de contrôle I_C dans l'inductance saturable (SR). En faisant varier le flux magnétique moyen dans l'inductance, l'amplificateur magnétique contrôle le temps requis au noyau pour saturer lorsque soumis à une impulsion de tension provenant du transformateur. Ceci peut être fait en réinitialisant le flux dans le noyau avec le courant I_C lorsque le transistor de découpage (Q_1) est ouvert. L'inductance saturable agit comme un commutateur retardé qui fait varier le délai du front montant du pulse de tension à être redressée par la diode (D_1). La tension de sortie est ajustée en contrôlant la période pendant laquelle l'inductance est saturée.

---

[4] Source: (Koyashiki et Ohzora 1988), figure 1.

Les amplificateurs magnétiques classiques utilisent une inductance ayant une courbe de magnétisation très carrée, telle que celle de la Figure 1.3 de gauche. Cette caractéristique est quantifiée par le rapport de la densité de flux rémanent B_r sur la densité de flux de saturation B_s ou "squareness ratio". Cette qualité est importante pour conserver une faible perméabilité lors de la saturation et une faible différence de potentiel lors de la réinitialisation du noyau.

1.1.1.2 Amplificateur magnétique à courbe de magnétisation douce

Le principal inconvénient des matériaux ayant les meilleurs rapports B_r sur B_s est leur prix élevé et la difficulté d'obtenir des noyaux ayant des formes complexes. C'est pourquoi certains concepteurs se sont attardés à étudier la possibilité de remplacer les noyaux à rubans laminés (e.g. Permalloy 80) ou nanocristallin (e.g. Finemet 19) par des ferrites. D'assez bons résultats ont d'abord été obtenus avec une ferrite 3R1 de Ferroxcube (Jamerson 1991). Il est aussi intéressant de souligner au passage la contribution du même auteur dans les techniques d'amélioration du dispositif (Jamerson 1993).

Récemment, un article (Attwood 1994) propose d'utiliser une nouvelle topologie qui évite d'utiliser un noyau à courbe d'hystérésis rectangulaire. La Figure 1.2 présente le circuit qui utilise une ferrite bon marché et qui a une fréquence d'opération de 1 MHz. La Figure 1.3 illustre la différence de parcours sur la courbe B-H entre l'ancienne et la nouvelle topologie.

Avec cette nouvelle approche, une certaine partie de la puissance est transférée à la charge même en mode "blocage". Par ailleurs, étant donné que l'excursion de la densité de flux de contrôle B_c ne va jamais jusqu'à B_r, le circuit de contrôle n'a pas besoin de fournir une énergie de réinitialisation aussi grande. Ces deux aspects résultent en une plus grande efficacité.

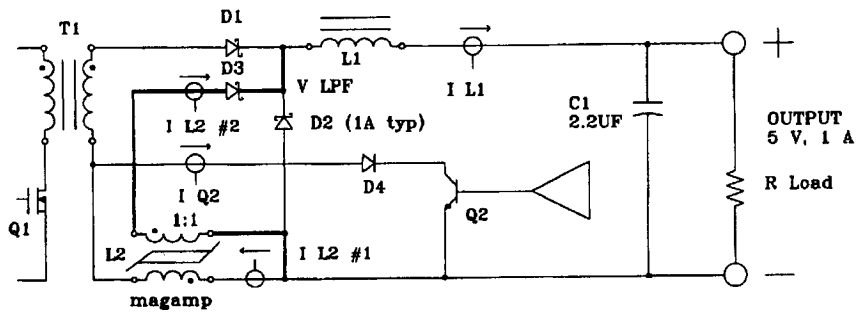


Figure 1.2: Nouvelle topologie[5]

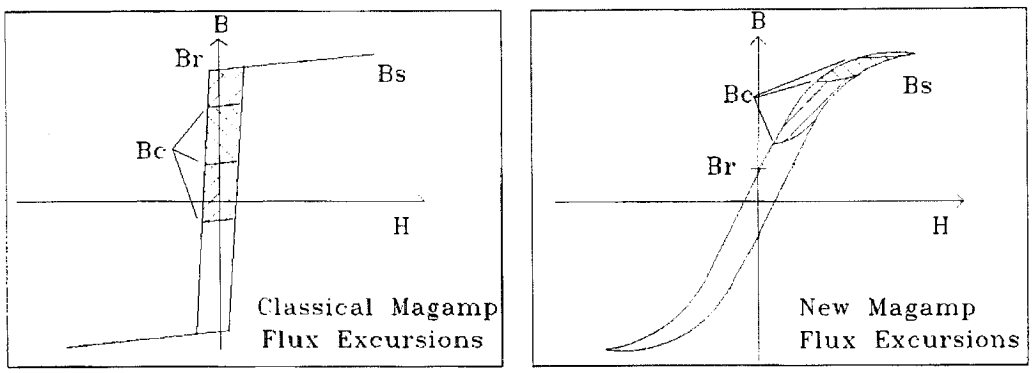


Figure 1.3: Excursion du flux magnétique dans l'ancienne (gauche) et la nouvelle topologie (droite)[6]

1.1.2 Le transformateur contrôlé

1.1.2.1 Transformateur classique

Le transformateur contrôlé ("controlled transformer") est le plus vieux type d'amplificateur magnétique recensé et est encore utilisé aujourd'hui. Deux exemples de transformateurs contrôlés sont présentés à la Figure 1.4 et à la Figure 1.5. Ce dernier a un enroulement primaire, un enroulement secondaire et un enroulement de contrôle.

---

[5] Source: (Attwood, Peterson 1994), figure 4.

[6] Source: (Attwood, Peterson 1994), figures 1 et 2.

L'enroulement primaire fournit l'excitation dans le circuit magnétique à deux parcours de flux: celui dans l'enroulement secondaire et celui dans l'enroulement de contrôle. Le courant dans ce dernier est ajusté pour faire varier la réluctance de la branche centrale. Ce changement a une incidence directe sur le flux passant à l'intérieur de l'enroulement secondaire. La puissance transférée à l'enroulement secondaire peut conséquemment être contrôlée à partir du courant dans l'enroulement de contrôle.

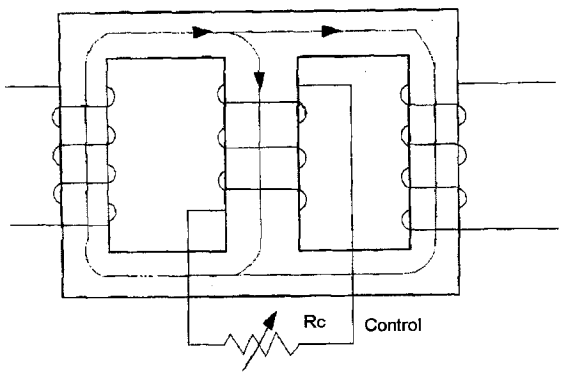


Figure 1.4: Transformateur contrôlé[7]

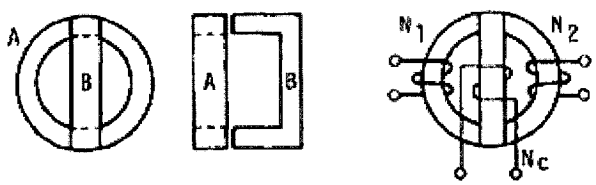


Figure 1.5: Transformateur contrôlé construit avec un noyau en "C" et un tore[8]

Un exemple d'application est le convertisseur ferrorésonant à régulation magnétique de la Figure 1.6. Le convertisseur utilise le même type de transformateur contrôlé qu'à la Figure 1.5, à l'exception qu'un aimant permanent (PM) est ajouté dans la branche centrale.

---

[7] Adapté de: (Sun 1996), figure 1.

[8] Source: (Okanuma, Ichinokura et Murakami 1984), figure 1.

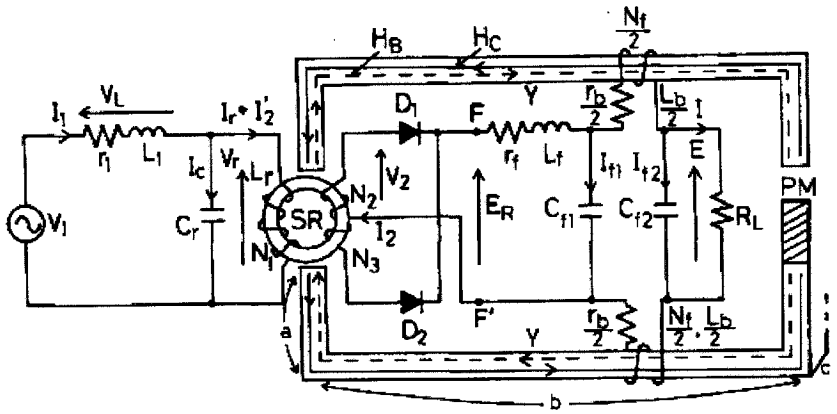


Figure 1.6: Convertisseur ferrorésonant régulé par rétroaction magnétique[9]

Étant donné que l'amplitude de la tension ferrorésonante du transformateur est fonction du niveau de saturation, le champ magnétique H_B produit par l'aimant détermine la tension de sortie sans charge. Lorsque R_L est ajoutée, la tension a tendance à chuter mais le courant dans les enroulements N_f produisent un champ H_C qui s'oppose à H_B, ce qui a pour effet de faire augmenter la tension ferrorésonante. Une régulation de charge de 1 % est obtenue avec ce système (Katane et Sakaki 1990, Katane, Fuwa et Sakaki 1991).

1.1.2.2 Transformateur à deux noyaux

Le circuit de la Figure 1.4 n'est pas très efficace, car beaucoup d'énergie est perdue dans R_C. Une amélioration consiste à ajouter une composante continue dans le flux de contrôle afin d'amener la branche centrale à un niveau de saturation plus grand. Cela peut se faire par l'ajout d'une diode en série avec R_C. L'inconvénient devient alors que la saturation de la branche centrale peut s'étendre dans les branches du haut et du bas et ainsi bloquer le transfert du flux vers l'enroulement secondaire. Une manière de remédier à ce problème est d'utiliser le transformateur à deux noyaux de la Figure 1.7. Dans ce circuit, l'enroulement primaire parcourt les deux noyaux. Si R_C est très grand, le flux circule principalement dans le noyau de contrôle. Si R_C est petit, la puissance est livrée à la charge à travers le noyau de droite.

---

[9] Source: (Katane et Sakaki 1990), figure 3.

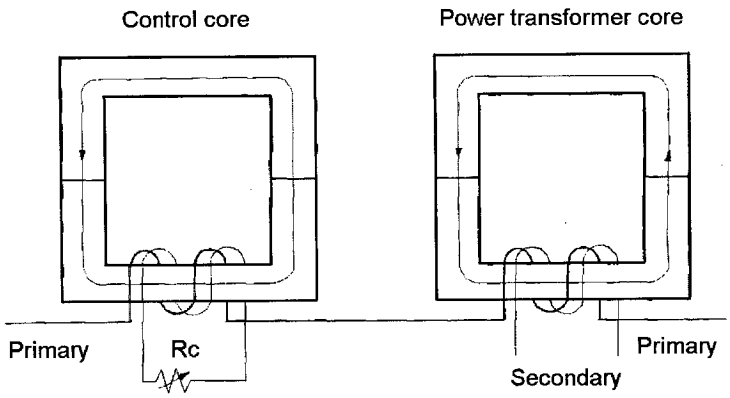


Figure 1.7: Transformateur contrôlé à deux noyaux[10]

Dans un exemple tiré de la littérature (Knights 1991), un transformateur contrôlé utilise une résistance variable sur son enroulement de contrôle. Dans une deuxième version améliorée (Sun 1996), la résistance est remplacée par un transistor qui est commuté à un rapport cyclique variable. Les pertes dans le circuit de contrôle deviennent seulement celles de commutation du transistor, ce qui permet d'améliorer beaucoup l'efficacité.

1.1.3 Transformateur paramétrique

Le mode de transfert d'énergie entre deux inductances peut être fait de deux façons, soit par couplage de flux direct, c'est-à-dire comme dans un transformateur, ou de façon "paramétrique", c'est-à-dire par la variation d'inductance. Ceci peut être illustré à partir de l'équation de la tension générée aux bornes du secondaire des inductances couplées de la Figure 1.8:

$$v_2 = \frac{d}{dt}\left(M_{21}i_1 + L_{22}i_2\right) = M_{21}\frac{di_1}{dt} + i_1\frac{dM_{21}}{dt} + L_{22}\frac{di_2}{dt} + i_2\frac{dL_{22}}{dt} \qquad (1.1)$$

, M_{21} est l'inductance mutuelle entre le secondaire et le primaire. Le premier terme de l'équation de droite est la force électromotrice due au couplage de flux. Le deuxième terme est la tension induite causée par la variation de l'inductance mutuelle. Le troisième terme est la force contre-électromotrice due à l'inductance du secondaire. Finalement, le

[10] Adapté de: (Sun 1996), figure 2.

quatrième terme est la tension induite causée par la variation de l'inductance du secondaire. Dans un transformateur paramétrique idéal, l'inductance mutuelle est nulle en arrangeant perpendiculairement le flux généré par les deux enroulements et c'est la tension générée à cause de la variation de l'inductance qui est le terme dominant. Le flux généré par l'enroulement primaire doit être capable de faire changer la réluctance vue par l'enroulement secondaire en affectant la perméabilité d'une région commune aux parcours de flux des deux enroulements.

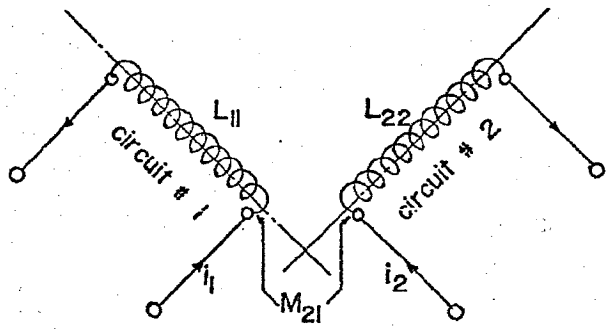


Figure 1.8: Inductances couplées[11]

Les transformateurs paramétriques utilisent le principe des oscillations paramétriques pour transférer de l'énergie d'un circuit électrique à un autre sans couplage direct de flux (Bahl 1973). Selon la théorie, des oscillations paramétriques sont obtenues lorsqu' un paramètre de l'oscillateur est changé à une fréquence égale au double de la fréquence d'oscillation du système. Ce principe peut être illustré par un enfant qui se balance sur une balançoire. La fréquence de résonance de la balançoire est déterminée par la longueur du câble jusqu'au centre de gravité (longueur du pendule). Si l'enfant fait varier en même temps la position de son centre de gravité en s'étirant au point le plus haut et en s'accroupissant au point le plus bas, il peut accroître la hauteur qu'il atteint. Dans cet exemple, c'est la variation périodique au double de la fréquence de balancement de la longueur du pendule qui amène l'oscillation paramétrique. Dans un oscillateur paramétrique, c'est l'inductance des enroulements qui varie au double de la fréquence

[11] Source: (Sen 1974), figure 1.1.

d'excitation. Pour chaque demi-cycle, la valeur de l'inductance est réduite lorsque l'amplitude du courant est augmentée tandis qu'elle est augmentée lorsque le courant est réduit.

Les dispositifs utilisant le principe d'excitations paramétriques ont été depuis longtemps utilisés dans le domaine des communications pour des modulateurs, amplificateurs et multiplicateurs de fréquence. La première application de puissance par Mandelatam et Papalexi date de 1935 (Bahl 1973). Le dispositif paramétrique consistait en un disque rotatif dentelé qui faisait varier la valeur des inductances situées sur la partie statique.

Le transformateur paramétrique a par la suite été développé dans les années 50 pour des applications d'oscillateur paramétrique et de nouveaux développements sont recensés jusqu'à aujourd'hui. Ce sont les travaux du NSTC (Verma 1971, Bahl 1973, Khan 1974 et Sen 1974) qui donnent le premier traitement analytique de l'oscillateur paramétrique et qui fournissent une théorie d'opération basée sur le principe des oscillations paramétriques.

Les différents types de transformateurs paramétriques recensés peuvent être divisés en deux catégories distinctes, à savoir si les flux générés à partir de leurs enroulements s'additionnent dans les régions communes perpendiculairement (orthogonal) ou suivant la même direction (colinéaire). Dans la littérature (Fam et Bahl 1974, Fam et Bahl 1977), il est montré que les dispositifs à interaction colinéaire sont plus efficaces et offrent une meilleure utilisation du noyau que les dispositifs à interaction orthogonale. Les différents types de dispositifs recensés appartenant à chacune des deux catégories sont présentés ci-après.

1.1.3.1 Dispositifs à interaction orthogonale

Le dispositif de type toroïdal de la Figure 1.9 a été développé dans les années 50 pour un transducteur magnétique bistable (Bahl 1973). Un autre type de dispositif est la forme coaxiale de la Figure 1.10 de gauche (Gunderson 1955). Le transformateur a un enroulement primaire (11) enroulé autour d'un pylône ferromagnétique (13). Les disques supérieurs et inférieurs (23) assurent le transport du flux magnétique jusque dans les

pylônes en périphérie (25, 27). Plusieurs autres enroulements (17) bobinés autour d'un noyau magnétique toroïdal (19) constituent le secondaire. Une version plus moderne et plus simple de ce type de dispositif est aussi présenté à la Figure 1.10 de droite. Quelques années après le dispositif de Gunderson, Lipkin (1961) proposa l'amplificateur magnétique transversal de la Figure 1.11, construit à partir d'un noyau cylindrique. Encore dans les années 60, Toffolo et Larson (1963) ont breveté le transformateur paramétrique à maillons de chaîne de la Figure 1.12. Ce dispositif permet aussi une addition perpendiculaire des flux dans la région d'intersection des deux noyaux.

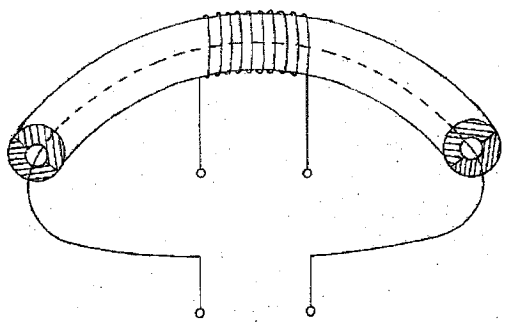


Figure 1.9: Dispositif toroïdal[12]

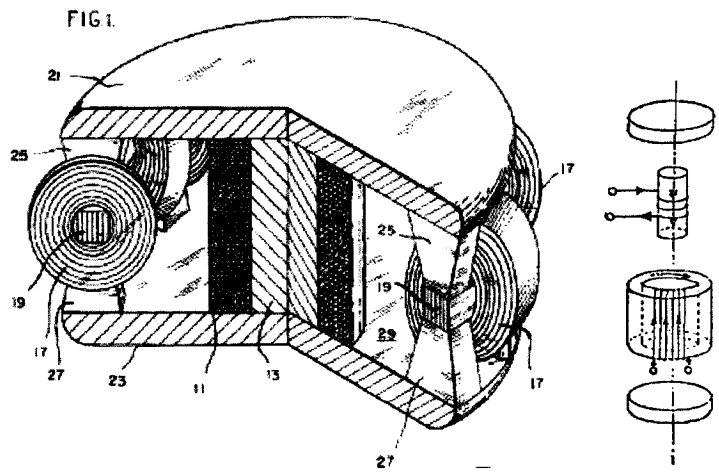


Figure 1.10: Dispositif coaxial[13]

---

[12] Adapté de: (Bahl 1973), figure 3.

[13] Source: gauche: (Gunderson 1955), figure 1; droite: (Fam et Bahl 1974), figure 1f.

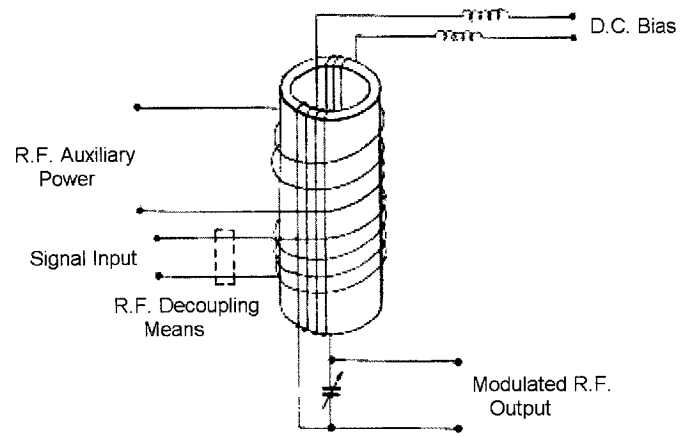


Figure 1.11: Amplificateur magnétique transversal[14]

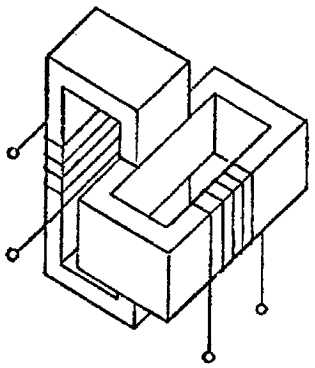


Figure 1.12: Dispositif à maillons de chaîne[15]

1.1.3.2 Dispositifs à interaction colinéaire

C'est McCreary qui fut le premier en 1944 à proposer un transformateur paramétrique et pour lequel il obtint un brevet (McCreary 1948). Il nomma ensuite son dispositif "Magnetic cross valve" (McCreary 1952). La Figure 1.13 présente le dispositif de McCreary de type "Dutch window", tandis que la Figure 1.14 en présente un de type "bretzel". Mortimer proposa, quelques années plus tard, un dispositif similaire: le convertisseur de fréquence magnétique de la Figure 1.15 (Mortimer 1959). La

[14] Source: (Lipkin 1961), figure 6.

[15] Adapté de: (Fam et Bahl 1974), figure 1a.

caractéristique principale du dispositif de McCreary est que les deux enroulements produisent des FMM à angle droit, mais que les flux magnétiques produits par chacun des enroulements s'additionnent ou se soustraient de façon colinéaire dans le noyau ferromagnétique.

L'objectif principal du circuit était un convertisseur de fréquence lorsque qu'utilisé dans un oscillateur paramétrique. Le condensateur de l'oscillateur branché au secondaire est ajusté tel que le circuit résonne à la fréquence haute ou basse désirée. Le dispositif de McCreary a principalement été utilisé pour générer des tonalités sub-harmoniques dans l'industrie téléphonique.

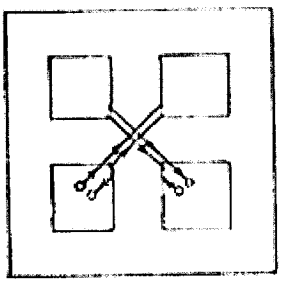


Figure 1.13: Dispositif de McCreary de type "Dutch window"[16]

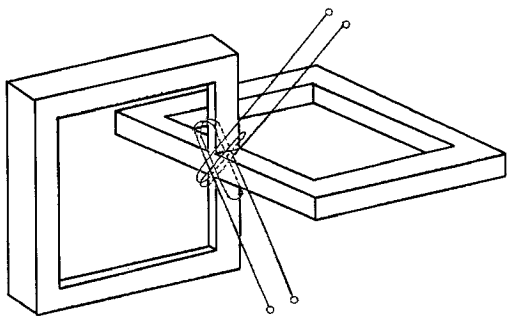


Figure 1.14: Dispositif de McCreary de type bretzel[17]

[16] Adapté de: (McCreary 1948), figure 2.

[17] Adapté de: (Bahl 1973), figure 6a.

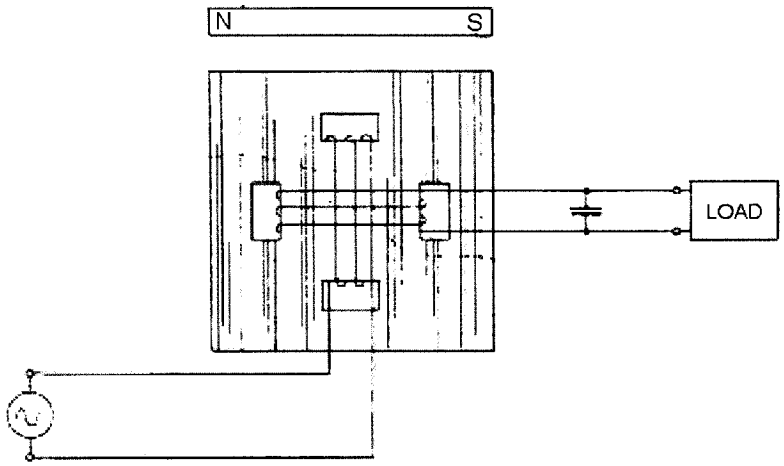


Figure 1.15: Diviseur de fréquence de Mortimer[18]

Le dispositif de McCreary de type bretzel de la Figure 1.14 a la même structure que le dispositif à maillons de chaîne de la Figure 1.12, à l'exception que l'emplacement des enroulements est différent. Même si le dispositif de McCreary a l'avantage d'offrir une addition colinéaire de flux, les deux enroulements doivent être bobinés un par dessus l'autre et il est difficile de minimiser l'inductance de couplage mutuelle entre les deux enroulements et les fuites.

Un moyen de remédier à ces inconvénients, tout en ayant un arrangement qui permet l'addition des flux de façon colinéaire, est d'utiliser la technique des enroulements croisés de Bahl (1973). Le principe d'enroulement est présenté à la Figure 1.16. Les lignes de flux générées par le primaire et le secondaire agissent perpendiculairement dans la région centrale du dispositif, tandis qu'elles s'additionnent ou se soustraient de façon colinéaire dans le reste du noyau.

[18] Adapté de: (Mortimer 1959), figure 2.

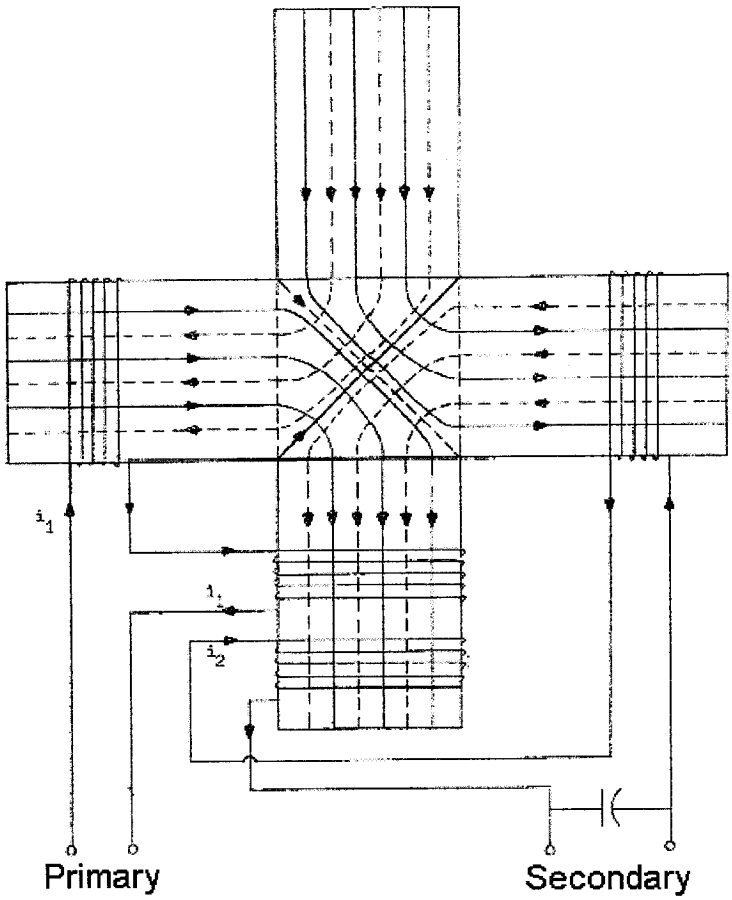


Figure 1.16: Oscillateur paramétrique à enroulements croisés de Bahl[19]

Leslie Kent, Craven L. et Sylvan Dean Wanlass proposèrent par la suite le "Paraformer", un transformateur paramétrique construit à partir de deux noyaux en "C" se faisant face perpendiculairement, tel que montré à la Figure 1.17. Ce dispositif fut breveté par Leslie Kent (Wanlass 1968), et les Wanlass obtinrent 11 brevets américains reliés à ce transformateur entre 1968 et 1972.

[19] Source: (Bahl 1973), figure 9

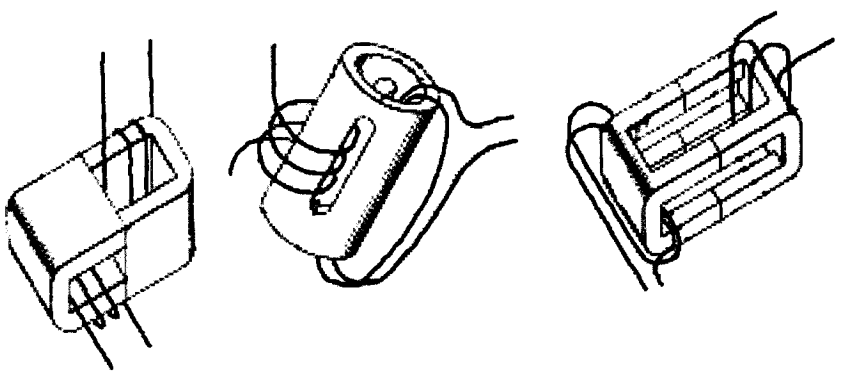


Figure 1.17: Dispositif à deux noyaux en "C"[20]

Selon Wanlass, l'avantage d'utiliser un transformateur paramétrique par rapport à une inductance saturable est que l'opération avec ce premier ne requiert pas que le noyau soit saturé. Aussi, le transformateur paramétrique offre une plus grande plage de contrôle du signal que tout autre dispositif connu à l'époque. Dans ce dispositif, le flux de chacun des enroulements se sépare en deux trajectoires et se mélange avec l'autre flux dans quatre régions communes appelées "jambe". Les flux produits par les enroulements s'additionnent dans deux des jambes, tandis qu'ils se soustraient dans les deux autres.

Dans son plus important brevet, Wanlass (1969) explique en détail le fonctionnement du dispositif, mais admet que ses explications sont les meilleures qui puisse être faites au moment de l'application du brevet, et quelles ne sont pas nécessairement exactes. L'analyse du dispositif fut reprise quelques années plus tard dans les travaux du NSTC (Verma 1971, Khan 1974, Sen 1974, Fam et Khan 1977), laquelle constitue la meilleure source d'information recensée. D'autres inventeurs proposèrent des dispositifs imaginés à partir de celui de Wanlass, comme par exemple l'amplificateur magnétique de Bramanti (1987).

Le plus récent type de transformateur paramétrique est le dispositif planaire de Sakamoto, Natsusaka et Murakami (1995), lequel est présenté à la Figure 1.18. Dans cette version du dispositif, le noyau a une branche centrale et les enroulements sont parallèles, comme

---

[20]Adapté de: (Wanlass 1969), figures 7, 8 et 9.

dans le transformateur contrôlé classique. Des encoches rectangulaires sont ajoutées pour empêcher que le flux provenant d'un enroulement traverse directement à la branche de l'autre enroulement, afin qu'il traverse plutôt la branche centrale. Ces encoches sont essentielles au fonctionnement du dispositif étant donné qu'elles forcent la région commune à être la branche centrale. Contrairement aux autres types de transformateurs paramétriques, ce dispositif présente un couplage évident entre les deux enroulements. La partie d'énergie transférée de façon paramétrique n'est qu'une partie de l'énergie totale, mais cette première est suffisante pour générer des oscillations paramétriques. La forme planaire est idéale pour des applications miniaturisées étant donné que le noyau peut être fabriqué par superposition de couches minces.

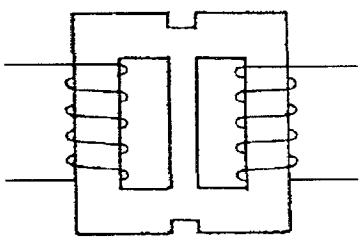


Figure 1.18: Transformateur paramétrique planaire[21]

1.1.4 Autres types d'amplificateurs magnétiques

De nombreuses autres formes d'amplificateurs magnétiques et de topologies les utilisant ont été trouvées dans la littérature. Des centaines de brevets ont été émis depuis le début du siècle pour des applications de mémoires, portes logiques de toute sorte, convertisseurs de fréquence, circuits de délai, bascules, modulateurs, oscillateurs, etc.

La recherche a aussi permis de trouver des inventions controversées. Une description de ces dernières est présentée en Annexe B. Deux des inventions sont des circuits qui sont désignés comme des redresseurs magnétiques. L'autre est une machine à mouvement perpétuel qui s'apparente à un amplificateur magnétique.

---

[21] Adapté de: (Sakamoto, Natsusaka et Mmurakami 1995), figure 1.

1.2 DISPOSITIFS MAGNÉTORÉSISTIFS

La résistivité de la plupart des matériaux varie en fonction de la densité du flux magnétique qui le traverse. Les dispositifs magnétorésistifs profitent de ce phénomène pour plusieurs applications, comme des amplificateurs, magnétomètres, têtes de lectures magnétiques et mémoires magnétorésistives [MRAM], et se basent sur un ou plusieurs des effets magnétoristifs suivants:

- l'effet magnétorésistif ordinaire [OMR];
- l'effet magnétorésistif extraordinaire ou anisotropique [AMR];
- l'effet d'état électrique intermédiaire [EIS];
- l'effet magnétorésistif géant [GMR];
- l'effet tunnel à dépendance du spin [SDT];
- l'effet magnétorésistif colossal [CMR];
- l'effet magnétorésistif de commutation [MRS].

L'Annexe C présente une revue détaillée des différents effets et des dispositifs les utilisant.

L'effet OMR offre une faible variation de la résistance en fonction du champ magnétique à température ambiante. Cet effet peut être amplifié en le combinant l'effet AMR, lequel est utilisé dans certains capteurs.

L'effet EIS survient à des températures de supraconduction. Un amplificateur magnétorésistif qui utilise cet effet est le Cryotron, lequel offre une variation importante de magnétorésistance [MR]. Ce circuit a, par contre, deux inconvénients majeurs. Premièrement, son opération requiert une source de refroidissement comme de l'hélium ou de l'azote liquide, ce qui rend son utilisation impossible dans la plupart des applications. Deuxièmement, étant donné que la résistance de son élément de sortie varie entre zéro (état supraconductif) et la résistance du métal (quelques ohms ou fractions de ohms), cela rend le Cryotron seulement utilisable pour contrôler de très grands courants.

La littérature montre aussi l'existence du Cryotron à effet tunnel et du Parametron à flux quantique, lesquels utilisent des jonctions de Josephson refroidies à des températures cryogéniques.

L'effet GMR a permis de développer de nouveaux dispositifs basés sur le sens de rotation des électrons, c'est-à-dire leur spin. Le SVT, ASVT, MBT, AMT, MTT et le MFET sont des transistors qui contrôlent le passage des électrons en les filtrant par la direction de leur spin. De par leur nature, tous sont des transistors à base métallique [MBT] (sauf le MTT qui est un dispositif à effet tunnel) et offrent tous un gain de courant inférieur à 1.

Les dispositifs utilisant l'effet CMR montrent une performance améliorée en terme de changement de MR par rapport à ceux utilisant effet GMR. Par contre, leurs principaux inconvénients sont que le champ magnétique pour faire changer la résistance est très élevé, et qu'il est difficile d'intégrer les matériaux céramiques avec lesquels ils sont construits dans un procédé de fabrication semi-conducteur traditionnel. L'effet MRS offre un changement de MR encore plus grand, mais est présentement validé que pour des valeurs de résistance élevées.

Finalement, le dispositif de magnétoimpédance affiche une variation combinée de l'inductance et la résistance lorsque qu'alimenté par un CA et soumis à un champ magnétique.

L'observation de la théorie et des résultats expérimentaux reportés permet de conclure que les effets magnétorésistifs sont en général très faibles à température ambiante et que les dispositifs les exploitant n'offrent pas un gain de contrôle de puissance.

1.3 DISPOSITIFS À EFFET HALL ET SUHL

Dans un semi-conducteur, l'effet du flux magnétique sur une charge se déplaçant produit une force de Lorentz. Dans l'effet Hall, cette force est compensée par un champ électrique, lequel se traduit par une tension de Hall V_H. Si la force de Lorentz n'est pas compensée par la création d'une pleine tension, l'effet Suhl survient et se traduit par un

changement de trajectoire des porteurs. En pratique, ces deux effets se produisent en même temps.

L'Annexe D présente une revue des dispositifs à effet Hall et Suhl. Le DAMS, le magnétotransistor et le MAGFET sont tous des capteurs et n'offrent aucun gain de contrôle de puissance. Il est à noter que les dispositifs à effet Hall ne sont pas en général affectés par les radiations (Holmes-Siedle et Adams 1993).

1.4 AUTRES DISPOSITIFS À INTERACTION MAGNÉTIQUE

1.4.1 Microrelais

Les microrelais sont des microsystèmes électromécaniques ("microelectreomechanical systems [MEMS]") qui sont développés depuis la fin des années 80. Ces dispositifs sont des relais miniatures qui sont appelés à remplacer les relais "reeds" et les relais électromécaniques dans de nombreuses applications, dont les équipements de test automatisé [ATE] et les commutateurs radiofréquence [RF].

Les avantages de miniaturiser les relais sont nombreux. Dans un microconducteur ou une microinductance, le rapport volume sur surface est petit et les conducteurs peuvent conséquemment accepter des densités de courant plus élevées sans les endommager. Les pertes étant proportionnelles au volume tandis que l'évacuation thermique est proportionnelle à la surface, il est conséquemment possible d'obtenir des densités de courant de plusieurs millions d'ampères par millimètre carré pour des tailles micrométriques. Les microactuateurs ont aussi un temps de réponse assez rapide à cause de leur petite taille (entre 1 μs et 1 ms (Cugat, Delamare et Reyne 2003, Fullin, Gobet, Tilmans et Bergqvist 1998)) et sont aussi moins susceptibles aux chocs et aux vibrations que les relais conventionnels.

La résistance de conduction rapportée dans la littérature est souvent de quelques centaines de milliohms, ce qui est comparable à la résistance de conduction des transistors à effet de champ. Par contre, cette valeur augmente significativement après quelques dizaines de millions de cycles. Cela rend les microrelais inutilisables comme

dispositifs de commutation de puissance étant donné que ces derniers doivent commuter plusieurs centaines de milliards de fois par année. Un exemple de construction d'un microrelais est présenté à la Figure 1.19.

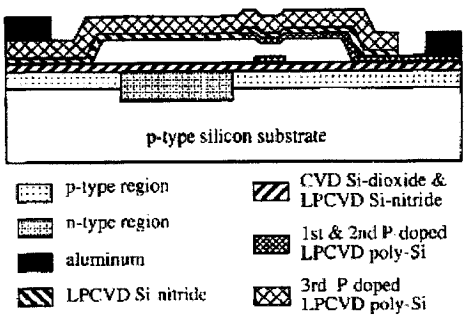


Figure 1.19: Exemple de microrelais[22]

1.4.2 *Gyrateur magnétoélectrique*

L'effet magnétoélectrique [ME] se produit lorsqu'un matériau montre une magnétisation induite proportionnelle au champ électrique appliqué. L'effet ME a été énoncé pour la première fois par Curie en 1894 mais n'a été découvert qu'en 1960 (Hornreich 1972). Le facteur d'influence du champ électrique E sur la magnétisation induite M est le tenseur de susceptibilité α_{ij}. Dans (Hornreich 1972), des valeurs de susceptibilité entre 0,02 $x10^{-4}$ et 12 $x10^{-4}$ A/V seulement sont rapportées. Une application théorique de cet effet est le gyrateur ME de la Figure 1.20, mais aucune application pratique n'a été recensée.

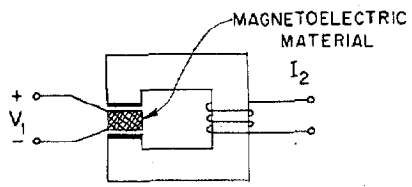


Figure 1.20: Le gyrateur magnétoélectrique[23]

---

[22] Source: (Grétillat, Yang, Hung, Rabinovich, Ananthasuresh, Rooij et al. 1997), figure 1.

[23] Source: (Hornreich 1972), figure 1.

2 THÉORIE DE L'AMPLIFICATION MAGNÉTIQUE

Les différents types de dispositifs à interaction magnétique et leurs applications ont été passés en revue au chapitre précédent afin d'éclairer la conception du convertisseur de puissance à l'étude. Les dispositifs de magnétorésistance possèdent une caractéristique de sortie résistive, ce qui est idéal pour contrôler une puissance autant alternative que continue. Malheureusement, aucune des technologies recensées n'offre un changement de MR ou des conditions d'opération souhaitables pour être utilisée.

Les différents types d'amplificateurs magnétiques ont aussi été passés en revue. L'inductance saturable utilisée comme amplificateur magnétique de post-régulation permet de réguler la tension de sortie en jouant sur le degré de saturation du noyau. Le transformateur contrôlé a un troisième enroulement qui permet d'ajuster le couplage de flux entre le primaire et le secondaire. Le contrôle peut être fait en branchant une résistance à l'enroulement de contrôle ou en injectant un courant continu ou pulsé dans ce dernier. Contrairement au transformateur contrôlé qui transfert la puissance du primaire au secondaire par couplage direct de flux, le transformateur paramétrique le fait à travers la variation d'inductance.

Les amplificateurs magnétiques offrent une caractéristique de sortie inductive, ce qui les rend capables de contrôler une puissance alternative mais pas à première vue une puissance continue. Par contre, l'hypothèse de départ du présent projet (Piaskowski 1995, 2002) rend l'inductance apparemment capable de contrôler la puissance qui la traverse, sans restriction sur la quantité moyenne de puissance transmise ou sur la puissance nécessaire à faire changer la valeur d'inductance. Un résumé de la proposition de Piaskowski (1995) est présentée en Annexe J.

Le présent chapitre fournit la base théorique nécessaire à la compréhension du fonctionnement des différents types d'inductances variables et de leurs utilités comme commutateur de puissance.

2.1 LOI DE FARADAY REVISITÉE

2.1.1 Inductance variable linéaire

Afin d'expliquer le fonctionnement de son transformateur paramétrique, Wanlass (1969) a été la première personne recensée par la présente étude à écrire l'équation de la tension aux bornes d'une inductance variable. Sa démarche mathématique part de l'équation du couplage de flux, lequel est égal au produit de l'inductance et du courant:

$$\lambda(t) = N\phi(t) = L(t)i_L(t) \tag{2.1}$$

La dérivation de chaque côté de l'expression permet d'obtenir la tension aux bornes de l'inductance:

$$v_L(t) = N\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{d}{dt}\left(L(t)i_L(t)\right) \tag{2.2}$$

Dans le cas d'une inductance dont la valeur est constante, la valeur de L peut être ramenée en avant de l'opérateur de dérivée de droite et l'expression est la même que la loi de Faraday. Dans le cas contraire, le produit à dériver doit être décomposé:

$$v_L(t) = L(t)\frac{di_L(t)}{dt} + i_L(t)\frac{dL(t)}{dt} \tag{2.3}$$

Le premier terme de l'équation de droite correspond à la force contre électromotrice due à la variation du courant tandis que le deuxième terme équivaut à la force électromotrice générée à partir de la variation de l'inductance. Selon plusieurs auteurs de la littérature (Verma 1971, Bahl 1973, Khan 1974 et Sen 1974), c'est ce deuxième terme qui caractérise essentiellement la transformation paramétrique.

La puissance instantanée dans l'inductance est:

$$P_L(t) = v_L(t)i_L(t) = i_L(t)L(t)\frac{di_L(t)}{dt} + i_L{}^2(t)\frac{dL(t)}{dt} \tag{2.4}$$

tandis que la quantité d'énergie emmagasinée dans une inductance au temps t peut s'écrire:

$$E_L(t) = \int_{-\infty}^{t} P_L(t)dt = \int_{0}^{i_L(t)} i_L(t)L(t)di_L(t) + \int_{0}^{L(t)} i_L{}^2(t)dL(t) \tag{2.5}$$

Dans le cas d'une valeur d'inductance constante, le deuxième terme de droite de l'équation (2.4) est égal à zéro. L'équation (2.5) peut conséquemment s'écrire:

$$E_L(t) = \frac{1}{2} L i_L{}^2(t) \tag{2.6}$$

2.1.2 *Inductance non linéaire*

Afin de vérifier si les équations précédentes sont aussi vraies pour une inductance dont le noyau a une caractéristique non linéaire, une simulation Simulink a été effectuée pour calculer la tension à partir de l'expression du terme de droite de (2.2). Le courant choisi est une onde sinusoïdale de 0,2 A d'amplitude. L'inductance est posée comme étant constante à 450 µH pour les premières 100 µs. Sa valeur devient par la suite fonction du courant, de sorte que sa valeur soit maximale à 450 µH lorsque le courant est nul et minimale à 50 µH lorsque que la valeur absolue du courant est de 0,2 A. La puissance et l'énergie sont calculées en utilisant les deuxièmes termes des équations (2.4) et (2.5). La valeur de l'énergie selon (2.6) est aussi simulée.

Les résultats de la simulation sont présentés à la Figure 2.1. Pour les premières 100 µs, la puissance instantanée est sinusoïdale et l'énergie dans l'inductance augmente pour ensuite retomber à zéro pour chaque demi-cycle. La valeur de "½ Li^2" est égale à l'intégrale du produit courant-tension.

Dans l'intervalle où l'inductance varie en fonction du courant, la tension et la puissance changent selon des fonctions à première vue acceptables, étant donné que leur valeur moyenne sur un cycle est nulle. Par contre, il n'est pas normal que les valeurs de puissance diminuent lorsque le courant dans l'inductance augmente. La fonction d'énergie calculée à partir de (2.5) est aussi inacceptable, car l'énergie prend même pour certaines périodes des valeurs négatives.

Le problème provient du fait que l'interprétation du terme de droite de l'équation (2.1) n'est pas valide dans le cas d'une inductance non linéaire. Afin de le démontrer, la preuve contraire de l'équation (2.1) est faite en fournissant un exemple. Soit une inductance non linéaire ayant une aire effective A_e, une longueur effective l_e, un nombre de tours N et une perméabilité $\mu(H)$, fonction du champ magnétique. L'expression du couplage de flux peut s'écrire:

$$\lambda(H) = N\phi(H) \tag{2.7}$$

Étant donné que l'aire effective n'est pas fonction du champ magnétique:

$$\lambda(H) = NA_e B(H) \tag{2.8}$$

L'expression de la densité de flux magnétique peut s'écrire à partir de l'équation de la courbe de magnétisation:

$$\lambda(H) = NA_e \int_0^H \mu(H) dH \tag{2.9}$$

Pour une longueur effective indépendante de H, l'équation peut être réécrite en fonction du courant:

$$\lambda(i_L) = \frac{N^2 A_e}{l_e} \int_0^{i_L} \mu(i_L) di_L \tag{2.10}$$

Soit la valeur de l'inductance:

$$L(i_L) = \frac{N^2 A_e \mu(i_L)}{l_e} \tag{2.11}$$

l'équation (2.10) peut être réécrite:

$$\lambda(i_L) = \int_0^{i_L} L(i_L) di_L \tag{2.12}$$

Finalement, la tension peut être trouvée à partir du deuxième terme de l'équation (2.2):

$$v_L(t) = \frac{d\lambda(i_L(t))}{dt} = \frac{d}{dt}\int_0^{i_L} L(i_L(t))di_L(t) \tag{2.13}$$

L'équation peut aussi être écrite sous la forme d'égalité d'intégrales:

$$\int_0^t v_L(t)dt = \int_0^{i_L} L(i_L(t))di_L(t) \tag{2.14}$$

Si la valeur de l'inductance est seulement fonction du courant qui la traverse et non directement du temps:

$$v_L(t) = L(i_L(t))\frac{di_L(t)}{dt} \tag{2.15}$$

L'équation du couplage de flux peut finalement être écrite en utilisant l'équation (2.15):

$$\lambda(t) = N\phi(t) = \int_0^{i_L} L(i_L(t))di_L(t) \tag{2.16}$$

ce qui diffère de (2.1). L'équation (2.15) est équivalente à (2.2) seulement dans le cas d'une inductance linéaire variable ou non ($L(i_L(t))=L(t)$):

$$v_L(t) = \frac{d}{dt}\int_0^{i_L} L(t)di_L(t) = \frac{d}{dt}\left(L(t)i_L(t)\right) \tag{2.17}$$

Pour démontrer que l'expression précédente n'est pas respectée dans le cas ou l'inductance est non linéaire, le contre-exemple suivant est fourni. Si la fonction de perméabilité arbitrairement choisie s'écrit comme suit:

$$\mu(i_L) = (\mu_{MAX} - \mu_{MIN})e^{-i_L/I_{SAT}} + \mu_{MIN} \tag{2.18}$$

où μ_{MAX} et μ_{MIN} sont respectivement les perméabilités relatives initiales et en saturation et I_{SAT} est le courant qui sature l'inductance. La valeur du couplage de flux peut être déterminée à partir de (2.10):

$$\lambda(i_L) = \frac{N^2 A_e}{l_e} \int_0^{i_L} \left[(\mu_{MAX} - \mu_{MIN}) e^{-i_L / I_{SAT}} + \mu_{MIN} \right] di_L$$

$$\lambda(i_L) = \frac{N^2 A_e}{l_e} \left[I_{MAX} (\mu_{MIN} - \mu_{MAX}) e^{-i_L / I_{SAT}} + i_L \mu_{MIN} \right] \tag{2.19}$$

D'un autre côté, le calcul de l'expression du produit de $L(i_L)$ par i_L donne:

$$L(i_L) i_L = \frac{N^2 A_e \mu(i_L)}{l_e} i_L = \frac{N^2 A_e}{l_e} \left[i_L (\mu_{MAX} - \mu_{MIN}) e^{-i_L / I_{SAT}} + i_L \mu_{MIN} \right] \tag{2.20}$$

Étant donné que les termes de droite de (2.19) et (2.20) sont différents, il peut être conclu que:

$$\lambda(i_L) \neq L(i_L) i_L \tag{2.21}$$

Cette preuve peut aussi être vérifiée de façon intuitive à partir de la caractéristique de la Figure i.1 de droite. Supposons deux points sur la courbe de magnétisation. Le premier est situé juste avant la saturation. À ce point, la valeur de L est élevée et le courant a une certaine valeur correspondante. Si le deuxième point est un courant légèrement plus élevé, la valeur de l'inductance est très basse mais le courant est seulement légèrement plus élevé. Le produit "Li_L" est donc beaucoup plus petit pour une valeur presque égale de flux.

Avec la nouvelle expression de la tension aux bornes de l'inductance, il est possible de réécrire l'équation de la puissance instantanée dans l'inductance non linéaire:

$$P_L(t) = v_L(t) i_L(t) = L(i_L(t)) i_L(t) \frac{di_L(t)}{dt} \tag{2.22}$$

tandis que l'énergie contenue dans cette dernière est:

$$E_L(t) = \int_{-\infty}^{t} P_L(t) dt = \int_0^{i_L(t)} L(i_L(t)) i_L(t) di_L(t) \tag{2.23}$$

Dans le cas d'une inductance indépendante de i_L, l'équation (2.22) peut être simplifiée à l'équation (2.6).

Une façon de confirmer cette démonstration est de répéter la simulation Simulink, mais cette fois en utilisant l'équation (2.15) pour calculer la tension. La variation du courant et de l'inductance en fonction du temps sont les mêmes. La puissance et l'énergie sont calculées en utilisant les deuxièmes termes des équations (2.22) et (2.23). La valeur de l'énergie selon (2.6) est aussi simulée à titre comparatif.

Les résultats de la simulation sont présentés à la Figure 2.2. Dans l'intervalle où l'inductance est non linéaire, l'énergie et la valeur absolue du courant atteignent leurs maxima en même temps. L'inductance se charge et se décharge complètement à chaque demi cycle de courant, ce qui est physiquement logique.

La preuve de la présente sous-section démontre que l'équation décrivant la tension variable aux bornes d'une inductance énoncée par Wanlass (1969) est seulement valide pour le cas d'une inductance ayant une courbe de magnétisation linéaire. Il en va de même pour l'équation maîtresse utilisée dans les travaux du NSTC pour expliquer le fonctionnement du transformateur paramétrique (Verma 1971, Bahl 1973, Khan 1974 et Sen 1974).

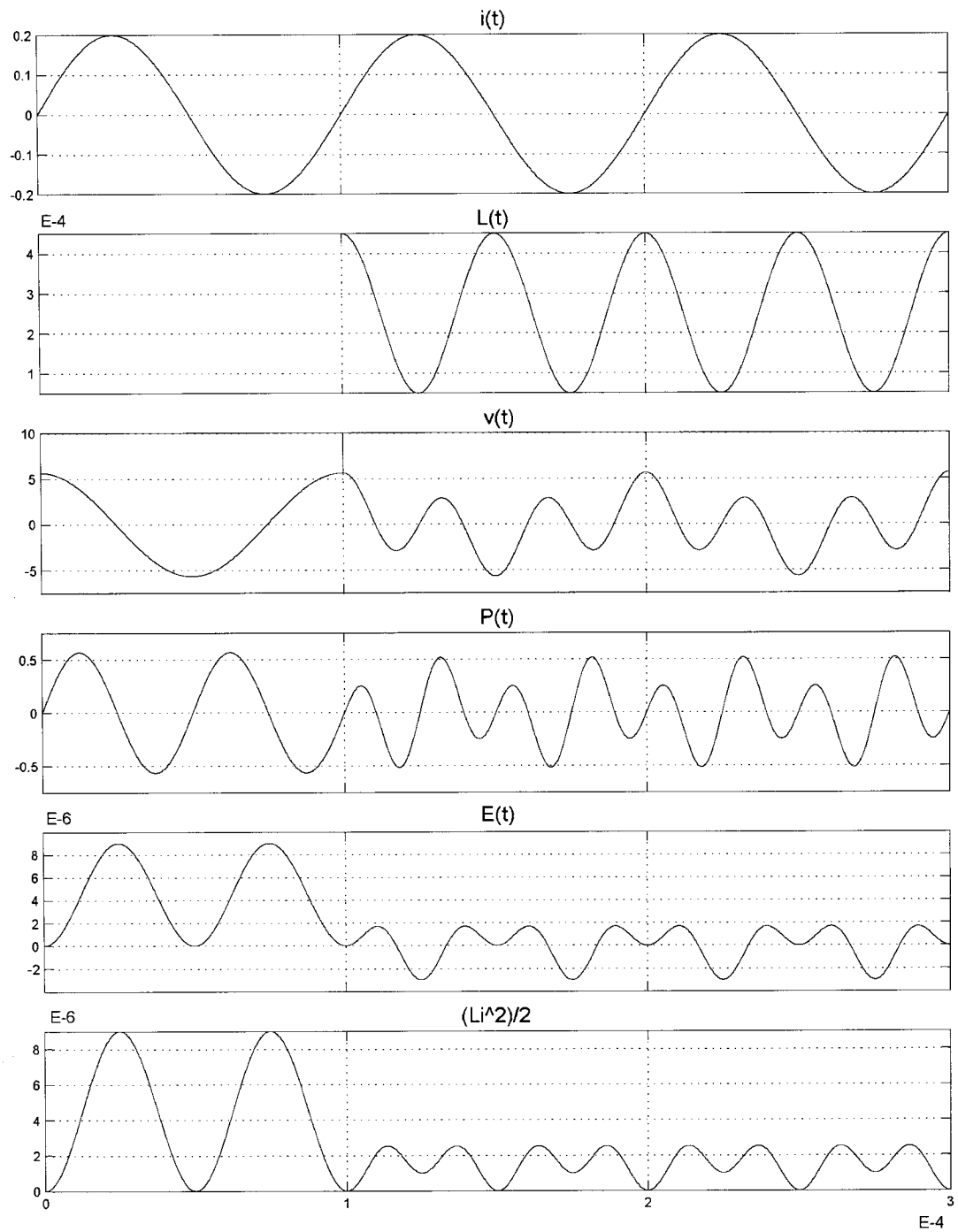


Figure 2.1: Simulation d'une inductance non linéaire (1 de 2)

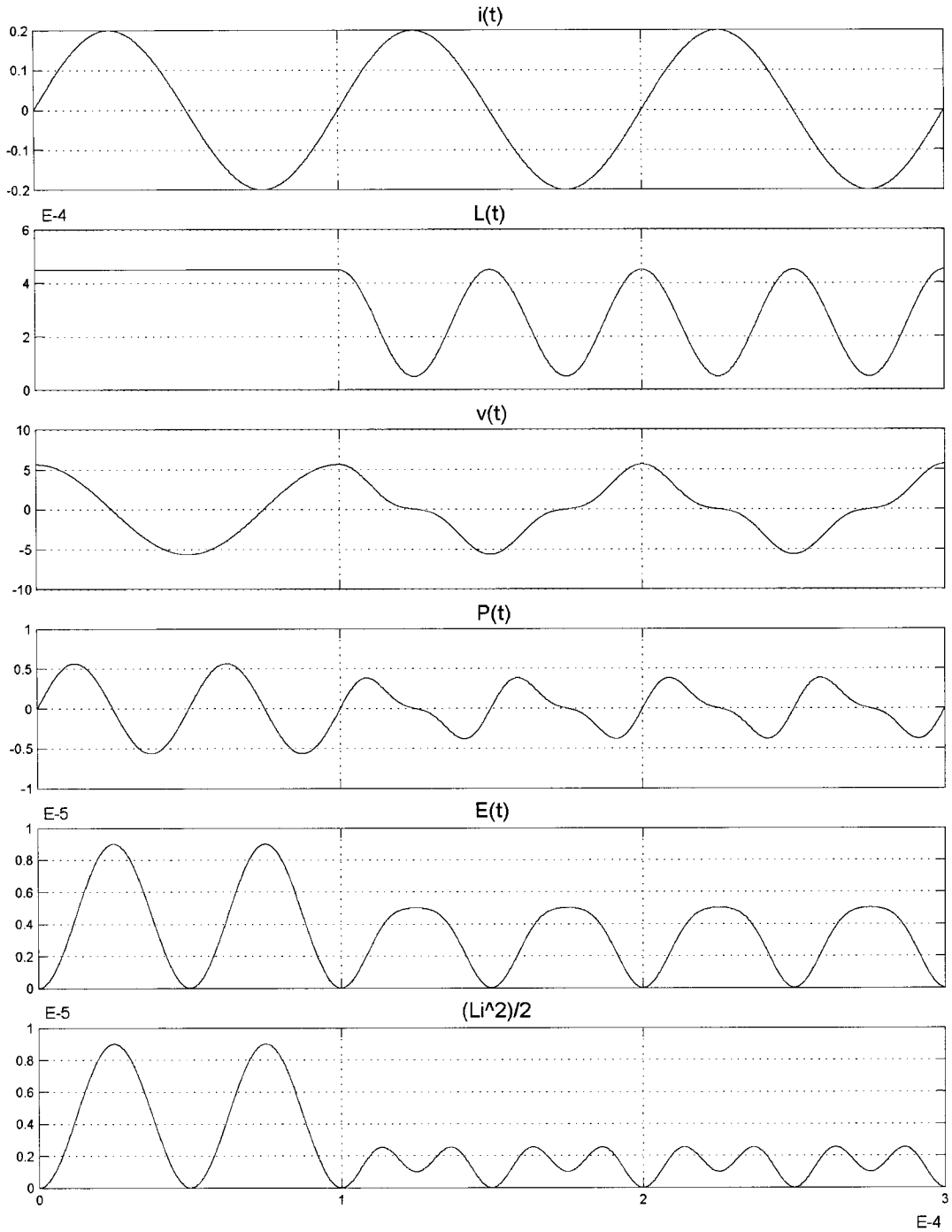


Figure 2.2: Simulation d'une inductance non linéaire (2 de 2)

2.2 ÉNERGIE EMMAGASINÉE DANS UNE INDUCTANCE VARIABLE

Dans cette section, l'expression de l'énergie dans une inductance variable est étudiée. Trois types d'inductances variables sont considérés, soit:

1. l'inductance non linéaire ou autosaturable (e.g. amplificateur magnétique de post-régulation);
2. l'inductance à entrefer variable (e.g. générateur à réluctance variable);
3. l'inductance saturable par flux magnétique externe (e.g. transformateur paramétrique).

L'inductance non linéaire voit sa valeur changée en fonction du courant qui la traverse. Ce type de dispositif est défini dans le contexte du présent ouvrage comme non-contrôlable, étant donné qu'il n'y a pas moyen de faire changer sa caractéristique inductive par un moyen électrique ou mécanique externe, autre qu'en additionnant ou en soustrayant un courant supplémentaire dans son enroulement. Les deux autres types d'inductances sont aussi variables, mais elles sont aussi contrôlables. Dans le cas de l'inductance à entrefer variable, c'est une action mécanique qui fait changer la valeur de l'inductance. Dans le cas de l'inductance saturable par flux magnétique externe, le changement est produit par un flux généré par un autre circuit magnétique.

2.2.1 Inductance non linéaire

La démonstration de la section 2.1 et la simulation de la Figure 2.2 démontrent que l'équation (2.6) n'est pas valide dans le cas d'une inductance saturable. Les résultats de simulation montrent que le terme "½ Li^2" diminue de valeur après un huitième de cycle, même si le courant dans l'inductance continue d'augmenter. Ceci est physiquement impossible étant donné que l'augmentation de la force magnétomotrice appliquée dans un milieu fermé doit nécessairement faire augmenter la quantité d'énergie contenue dans le flux magnétique.

Pour évaluer la relation existant entre l'énergie et la densité de flux magnétique dans une inductance non linéaire, l'équation de la puissance doit premièrement être écrite:

$$P_L(t) = v_L(t)i_L(t) = \frac{d\lambda(i_L(t))}{dt} i_L(t) = N\frac{d\phi(i_L(t))}{dt} i_L(t) = NA_e \frac{dB(i_L(t))}{dt} i_L(t) \quad (2.24)$$

Étant donné que l'aire effective est constante, il est possible d'écrire:

$$P_L(t) = A_e l_e \frac{dB(i_L(t))}{dt} H(t) \quad (2.25)$$

En utilisant l'équation de la courbe de magnétisation:

$$P_L(t) = A_e l_e \frac{dB(i_L(t))}{dt} \int_0^{i_L(t)} \frac{dB(i_L(t))}{\mu(i_L(t))} \quad (2.26)$$

L'expression de l'énergie peut quant à elle s'écrire:

$$E_L(t) = \int_{-\infty}^{t} P_L(t)dt = A_e l_e \int_{-\infty}^{t} \frac{dB(i_L(t))}{dt} \int_0^{i_L(t)} \frac{dB(i_L(t))}{\mu(i_L(t))} dt \quad (2.27)$$

Si l'expression est ramenée en fonction de $i_L(t)$:

$$E_L(t) = A_e l_e \iint_{i_L(t)} \frac{dB^2(i_L(t))}{\mu(i_L(t))} = A_e l_e \iint_{i_L(t)} dB(i_L(t))dH(i_L(t)) \quad (2.28)$$

Dans le cas où la perméabilité n'est pas fonction du courant:

$$E_L(t) = \frac{A_e l_e B^2(t)}{\mu} = V_e \frac{B^2(t)}{\mu} \quad (2.29)$$

L'équation (2.28) montre que la valeur de l'énergie contenue dans une inductance non linéaire n'est pas seulement fonction du courant et de la valeur d'inductance instantanée. L'énergie est aussi fonction de l'histoire du courant qui a chargé l'inductance en y instaurant un flux magnétique à l'intérieur.

2.2.2 *Inductance à entrefer variable*

Un moyen de faire varier la réluctance d'un circuit magnétique est de changer la largeur de l'entrefer en écartant les sections du noyau avec une force F. Ceci peut par exemple être fait à l'aide d'un système composé d'un cylindre propulsé par un moteur à travers une

bielle, tel que montré à la Figure 2.3. Dans cet exemple, l'inductance a un nombre de tours N, une aire effective A_e constante et est faite d'un noyau ayant une perméabilité infinie qui n'est pas fonction du champ magnétique (cas linéaire). L'inductance est à la base munie d'un entrefer de longueur l_{G1}.

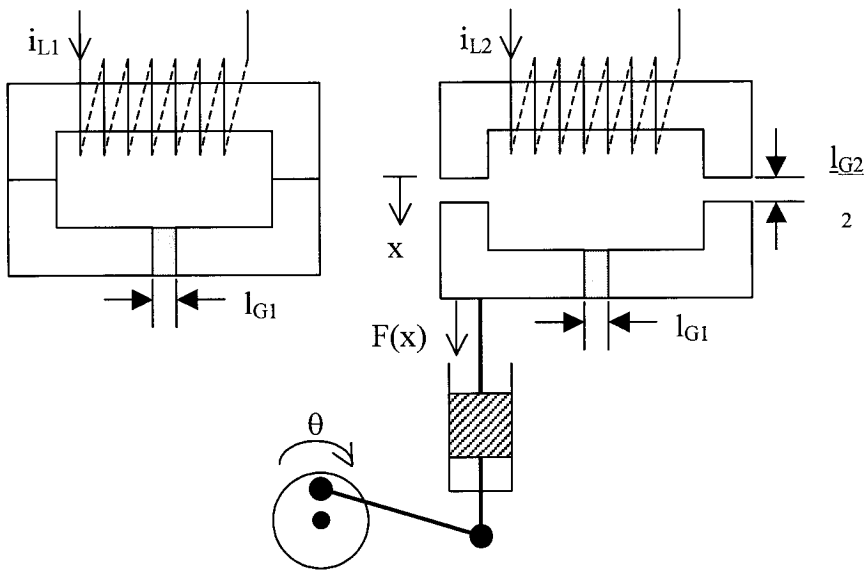


Figure 2.3: Inductance à entrefer variable

L'énergie contenue dans l'inductance est fonction du courant instantané et de la distance x qui est responsable des deux autres entrefers:

$$E(x(t)) = \frac{\mu_0 A_e N^2 i(t)^2}{2(l_{G1} + 2x(t))} \tag{2.30}$$

2.2.3 *Inductance saturable par flux magnétique externe*

L'inductance saturable par flux magnétique externe est une inductance qui voit une partie de son noyau se faire saturer par un flux magnétique provenant d'un autre circuit magnétique. Le transformateur paramétrique est un exemple, car le flux généré par l'autre enroulement sature la région commune. Cette région est identifiée par la zone hachurée sur la Figure 2.3. Dans cette région, la perméabilité relative est fonction de la densité de flux étant donné que le noyau a une courbe de magnétisation non linéaire. Or, le flux est

la somme vectorielle des flux générés à partir de l'enroulement de l'inductance et celui du circuit externe. De façon générale, il est possible d'écrire:

$$\mu_r(\phi_{NET}) = \mu_r(i_L(t), \phi_{EXT}) \tag{2.31}$$

où ϕ_{EXT} est le flux du circuit magnétique externe et ϕ_{NET} est le flux total. Le circuit magnétique comporte aussi un entrefer de longueur l_G et une section de perméabilité invariante μ_i de longueur l_{LIN}, lesquelles ne sont pas traversées par le flux externe.

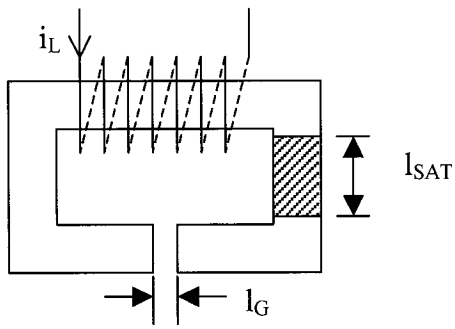


Figure 2.4: Inductance saturable par flux magnétique externe

L'énergie contenue dans l'inductance est la somme des énergies contenues dans chacune des trois régions distinctes de l'inductance:

$$E_L(t) = E_G(t) + E_{LIN}(t) + E_{SAT}(t) \tag{2.32}$$

Étant donné que les valeurs de la perméabilité de l'entrefer et de la section linéaire sont indépendantes du flux qui les traverse, leurs valeurs peuvent être calculées à partir de l'équation (2.6):

$$E_G(t) = \frac{1}{2}\frac{\mu_0 A_e N^2}{l_G} i_L{}^2(t) \tag{2.33}$$

$$E_{LIN}(t) = \frac{1}{2}\frac{\mu_0 \mu_i A_e N^2}{l_{LIN}} i_L{}^2(t) \tag{2.34}$$

tandis que l'énergie contenue dans la partie saturable peut être calculée à partir de l'équation (2.28):

$$E_{SAT}(t) = A_e l_{SAT} \iint_{i_L(t)} \frac{dB^2(i_L(t),\phi_{EXT})}{\mu_0 \mu_r(i_L(t),\phi_{EXT})}$$

$$E_{SAT}(t) = A_e l_{SAT} \iint_{i_L(t)} \mu_r \mu_0(i_L(t),\phi_{EXT}) dH^2(i_L(t),\phi_{EXT})$$

$$E_{SAT}(t) = \frac{\mu_0 A_e N^2}{l_{SAT}} \iint_{i_L(t)} \mu_r(i_L(t),\phi_{EXT}) di_L{}^2(t) \tag{2.35}$$

L'énergie totale peut finalement s'écrire:

$$E_L(t) = \mu_0 A_e N^2 \left[\frac{i^2(t)}{2} \left(\frac{1}{l_G} + \frac{\mu_i}{l_{LIN}} \right) + \frac{1}{l_{SAT}} \iint_{i_L(t)} \mu_r(i_L(t),\phi_{EXT}) di_L{}^2(t) \right] \tag{2.36}$$

Dans le cas où la section linéaire est inexistante, l'énergie devient:

$$E_L(t) = \mu_0 A_e N^2 \left(\frac{i^2(t)}{2l_G} + \frac{1}{l_{SAT}} \iint_{i_L(t)} \mu_r(i_L(t),\phi_{EXT}) di_L{}^2(t) \right) \tag{2.37}$$

Si le courant traversant l'inductance n'a pas beaucoup d'influence sur μ_r dans la région commune comparativement au flux externe:

$$E_L(t) \approx \mu_0 A_e N^2 \left(\frac{i^2(t)}{2l_G} + \frac{\mu_r(\phi_{EXT})}{l_{SAT}} \iint_{i_L(t)} di_L{}^2(t) \right) \tag{2.38}$$

Dans le cas d'un courant constant I traversant l'inductance, la fonction d'énergie s'écrit:

$$E_L(t) \approx \frac{\mu_0 A_e N^2 I^2}{2} \left(\frac{1}{l_G} + \frac{\mu_r(\phi_{EXT})}{l_{SAT}} \right) \tag{2.39}$$

Finalement, si l'entrefer est inexistant, l'énergie est directement proportionnelle à la perméabilité dans la région commune:

$$E_L(t) \approx \frac{\mu_0 A_e N^2 I^2 \mu_r(\phi_{EXT})}{2l_{SAT}} \tag{2.40}$$

2.3 GAIN DE PUISSANCE

Dans cette section, le gain de puissance est évalué en considérant le cas linéaire de l'inductance variable, c'est-à-dire l'inductance à entrefer variable. Au temps t_1, c'est-à-dire avant la séparation des noyaux, l'énergie dans l'inductance emmagasinée dans l'entrefer de longueur l_{G1} peut être calculée à partir de l'équation (2.30):

$$E_1 = \frac{\mu_0 A_e N^2 {i_{L1}}^2}{2l_{G1}} \tag{2.41}$$

Au temps t_2 l'entrefer est élargi tel que montré sur la Figure 2.3 de droite. L'énergie devient:

$$E_2 = \frac{\mu_0 A_e N^2 {i_{L2}}^2}{2(l_{G1} + l_{G2})} \tag{2.42}$$

La différence d'énergie emmagasinée dans l'inductance entre les temps t_1 et t_2 est:

$$\Delta E = E_2 - E_1 = \frac{\mu_0 A_e N^2 {i_{L2}}^2}{2(l_{G1} + l_{G2})} - \frac{\mu_0 A_e N^2 {i_{L1}}^2}{2l_{G1}} = \frac{\mu_0 A_e N^2}{2}\left[\frac{{i_{L2}}^2}{(l_{G1} + l_{G2})} - \frac{{i_{L1}}^2}{l_{G1}}\right] \tag{2.43}$$

2.3.1 Hypothèse de départ de fonctionnement de l'amplificateur magnétique

L'hypothèse de base sur laquelle s'appuient les motivations du présent projet est que la variation instantanée de la valeur d'une inductance amène une variation prévisible de courant la traversant (Piaskowski 1995, Piaskowski 2002). Toujours selon cette hypothèse, la quantité d'énergie contenue dans une inductance doit rester la même au moment du changement afin de respecter la loi de la conservation de l'énergie.

En prenant l'exemple de l'inductance à entrefer variable et en supposant que la différence de temps entre l'instant t_1 et t_2 est très court, l'énergie contenue dans l'inductance est telle que décrite par l'équation suivante:

$$E_1 = E_2 = E = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 = \frac{1}{2} L_2 i_2^2 \tag{2.44}$$

ce qui amène une expression pour le courant au temps t_2:

$$i_2 = i_1 \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \tag{2.45}$$

Cette équation montre que le courant varie proportionnellement au radical du rapport des inductances basse et haute. Les équations (2.44) et (2.45) sont acceptables si l'inductance a une courbe de magnétisation linéaire. C'est le cas pour l'inductance à entrefer variable, mais pas pour l'inductance autosaturable ou l'inductance saturable par flux externe. Une façon de visualiser l'équation (2.44) est d'observer la trajectoire dans le plan B-H lors du changement instantané de L. La décomposition des termes de (2.44) donne:

$$\frac{1}{2} \frac{A_e N^2 \mu_0}{l_{G1}} \left(\frac{H_1 l_{G1}}{N} \right)^2 = \frac{1}{2} \frac{A_e N^2 \mu_0}{(l_{G1} + l_{G2})} \left(\frac{H_1 (l_{G1} + l_{G2})}{N} \right)^2 \tag{2.46}$$

Après simplification, l'équation suivante est obtenue:

$$\frac{1}{2} A_e l_{G1} \mu_0 {H_1}^2 = \frac{1}{2} A_e (l_{G1} + l_{G2}) \mu_0 {H_2}^2 \tag{2.47}$$

Étant donné que la perméabilité est indépendante de H, il est possible d'écrire:

$$(A_e l_{G1}) \frac{B_1 H_1}{2} = (A_e (l_{G1} + l_{G2})) \frac{B_2 H_2}{2} \tag{2.48}$$

La Figure 2.5 montre que l'aire sous la courbe de magnétisation est égale aux termes "$B_i H_i/2$" de l'équation (2.48).

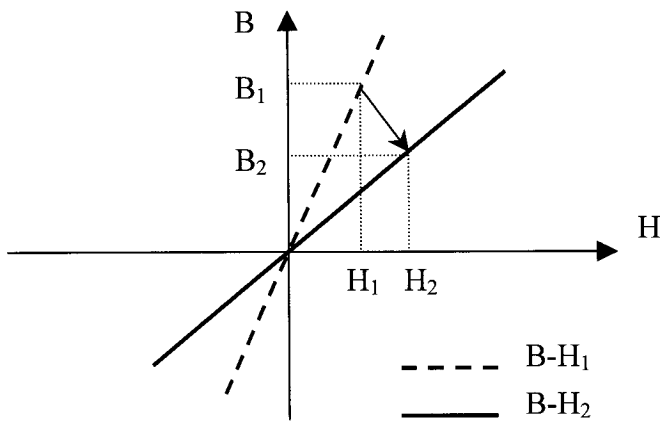


Figure 2.5: Transition sur la courbe B-H après élargissement instantané de l'entrefer

Étant donné que le produit du volume effectif et de l'aire sous la courbe B-H est constant, la quantité d'énergie est la même au temps t_1 et t_2. Si l'énergie est conservée, l'équation (2.45) peut aussi s'exprimer en fonction de la longueur des entrefers:

$$i_2 = i_1\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = i_1\sqrt{\frac{l_{G1}+l_{G2}}{l_{G1}}} = i_1\sqrt{1+\frac{l_{G2}}{l_{G1}}} \tag{2.49}$$

De façon générale, le courant dans l'inductance qui contient une énergie E constante est:

$$i_L(x(t)) = i_1\sqrt{1+\frac{2x(t)}{l_{G1}}} = \pm\sqrt{\frac{2(l_{G1}+2x(t))}{L_1 l_{G1}}} = \pm\sqrt{\frac{2E(l_{G1}+2x(t))}{\mu_0 A_e N^2}} \tag{2.50}$$

Ce raisonnement permet de donner une expression pour le courant en assumant qu'une action extérieure fait varier x mais ne tient pas compte de l'énergie dépensée pour faire cette action. L'hypothèse de départ qui se base sur l'équation (2.44) ne peut pas permettre à elle seule de déterminer si un gain de puissance existe, étant donné qu'elle ne tient pas compte de la puissance nécessaire pour faire varier x.

Dans la proposition contenant cette hypothèse (Piaskowski 1995), une simulation PSPICE est aussi présentée. L'inductance variable est modélisée par le circuit de la Figure 2.6. L1 et L2 représentent respectivement les valeurs basse et haute de l'inductance variable. L1 est fortement couplée avec L2 et les deux inductances sont

commutées en alternance. Le couplage implique que l'énergie est conservée lors de la commutation. La simulation montre qu'il existe un gain de puissance, car aucune énergie est nécessaire pour faire changer la valeur de l'inductance équivalente, étant donné que les paramètres de L1 et L2 ne changent pas. Par contre, l'implémentation du modèle de la Figure 2.6, autre qu'en utilisant des commutateurs, n'a pas encore été imaginée à ce jour.

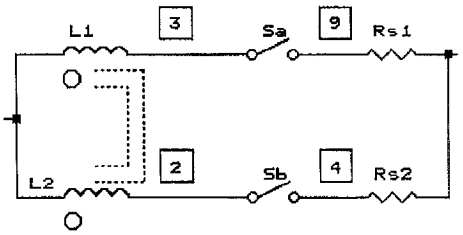


Figure 2.6: Modèle PSPICE de l'inductance variable[24]

2.3.2 *Cycle de transfert d'énergie*

Pour vérifier si un gain de puissance existe, il faut évaluer la quantité d'énergie qui a été déplacée aux bornes de l'inductance et la comparer à l'énergie qui a été nécessaire pour faire varier la largeur de l'entrefer. La force nécessaire pour séparer les deux entrefers est fonction de la distance de séparation x:

$$F(x(t)) = \frac{B(x(t))^2 A_e}{2\mu_0} = \frac{\mu_0 A_e N^2 i_L(x(t))^2}{2(l_{G1} + 2x(t))^2} \tag{2.51}$$

Le travail mécanique dépensé pour séparer les deux entrefers est calculé en intégrant le double de la force sur la distance déplacée x:

$$W(x(t)) = \int_0^{x(t)} 2F(x(t))d(x(t)) = \mu_0 A_e N^2 \int_0^{x(t)} \frac{i_L(x(t))^2}{(l_{G1} + 2x(t))^2} d(x(t)) \tag{2.52}$$

Étant donné que le flux magnétique du noyau est perturbé par la séparation, une certaine différence de potentiel va être générée aux bornes de l'inductance:

---

[24] Adapté de: (Piaskowski 1995), figure 3.

$$v_L(x(t)) = N\frac{d\phi(x(t))}{dt} = \mu_0 A_e N \frac{dH(x(t))}{dt} = \mu_0 A_e N^2 \frac{d}{dt}\left(\frac{i_L(x(t))}{l_{G1} + 2x(t)}\right) \tag{2.53}$$

La puissance instantanée dans l'inductance peut s'écrire:

$$P_L(x(t)) = v_L(x(t))i_L(x(t)) = \mu_0 A_e N^2 i_L(x(t))\frac{d}{dt}\left(\frac{i_L(x(t))}{l_{G1} + 2x(t)}\right) \tag{2.54}$$

L'énergie absorbée par l'inductance est conséquemment:

$$E_L(x(t)) = \int_0^{x(t)} P_L(x(t))d(x(t)) = \mu_0 A_e N^2 \int_0^{x(t)} i_L(x(t))\frac{d}{dt}\left(\frac{i_L(x(t))}{l_{G1} + 2x(t)}\right)d(x(t)) \tag{2.55}$$

Les équations (2.52) et (2.55) sont des fonctions dépendantes du courant et de x. Leurs solutions dépendent du mouvement du mécanisme responsable de faire varier x et du circuit électrique extérieur qui influence le courant. Pour la suite du problème, il est supposé que l'inductance est branchée à une source de courant continue qui génère un courant I.

La différence d'énergie emmagasinée dans l'inductance entre les temps t_1 et t_2 est:

$$\Delta E = E_{L2} - E_{L1} = -\frac{\mu_0 A_e N^2 I^2}{2}\left[\frac{1}{l_{G1}} - \frac{1}{(l_{G1} + l_{G2})}\right] \tag{2.56}$$

Le travail fourni peut être calculé en évaluant l'expression (2.52) de 0 à $l_{G2}/2$:

$$W_{[1,2]} = \mu_0 A_e N^2 I^2 \int_0^{l_{G2}/2} \frac{1}{(l_{G1} + 2x(t))^2}dx = \frac{\mu_0 A_e N^2 I^2}{2}\left(\frac{1}{l_{G1}} - \frac{1}{l_{G1} + l_{G2}}\right) \tag{2.57}$$

Afin d'évaluer (2.55) il est nécessaire de choisir une fonction x(t). Par exemple, si le noyau est déplacé selon une variation sinusoïdale, tel que s'il était attaché comme à la Figure 2.3 à un cylindre propulsé par un moteur à travers une bielle:

$$x(t) = \frac{l_{G2}}{4}\left(1 - \cos\left(\frac{\pi(t - t_1)}{t_2 - t_1}\right)\right) \tag{2.58}$$

Le changement de variable en fonction de l'angle de l'axe moteur donne:

$$x(\theta) = \frac{l_{G2}}{4}(1-\cos\theta) \tag{2.59}$$

ce qui permet d'évaluer l'expression de la tension:

$$v_L(\theta) = \mu_0 A_e N^2 I \frac{d}{d\theta}\left(\frac{1}{l_{G1} + \frac{l_{G2}}{2}(1-\cos\theta)}\right) = \frac{\mu_0 A_e N^2 I \sin(\theta) l_{G2}}{2\left(l_{G1} + \frac{l_{G2}}{2}(1-\cos\theta)\right)^2} \tag{2.60}$$

L'énergie absorbée par l'inductance du temps t_1 au temps t_2, c'est-à-dire pour une position de l'arbre moteur variant de 0 à π est:

$$E_{L[1,2]} = \int_0^{\pi} v_L(\theta) i_L(\theta) d\theta = -\frac{\mu_0 A_e N^2 I^2}{2} \int_0^{\pi} \frac{\sin(\theta) l_{G2}}{\left(l_{G1} + \frac{l_{G2}}{2}(1-\cos\theta)\right)^2} d\theta$$

$$E_{L[1,2]} = -\mu_0 A_e N^2 I^2 \left(\frac{1}{l_{G1}} - \frac{1}{l_{G1} + l_{G2}}\right) \tag{2.61}$$

Le bilan d'énergie montre que:

$$W_{[1,2]} + E_{L[1,2]} = E_1 - E_2 = \Delta E \tag{2.62}$$

Le travail mécanique fourni est positif, car le noyau résiste à se faire séparer à cause du flux magnétique qui circule à l'intérieur. La diminution de la densité de flux dans l'inductance amène une diminution de l'énergie. Par exemple, si l'entrefer total est doublé au temps t_2, le volume effectif est doublé mais la densité de flux est réduite par un facteur quatre. Ceci amène une diminution de l'énergie par un facteur deux. La balance de l'énergie, ainsi que l'énergie fournie par le travail mécanique, est transmise par l'inductance sous forme d'énergie électrique à la source de courant.

Pour remettre le noyau à sa position originale au temps t_3, c'est-à-dire pour compléter un cycle complet, le travail mécanique est le même, à l'exception que le signe est négatif étant donné que l'énergie est retournée au piston. L'énergie dans l'inductance au temps t_3

est restituée à la même valeur qu'au temps t_1. Ces deux valeurs d'énergie sont fournies par la source de courant.

Au cours d'un cycle, l'échange d'énergie électrique entre l'enroulement de l'inductance et la source de courant est le double de celle échangée entre le noyau du bas et le piston:

$$\frac{-E_{L[1,2]}}{W_{[1,2]}} = \frac{-E_{L[2,3]}}{W_{[2,3]}} = 2 \tag{2.63}$$

Ce résultat montre que si une inductance variable requiert une énergie E pour faire changer sa valeur, elle peut théoriquement faire circuler une énergie 2E dans le circuit extérieur, à condition qu'elle ait été chargée préalablement avec une énergie E. L'emmagasinage préalable d'une quantité d'énergie dans l'inductance est nécessaire pour provoquer une dépense d'énergie du système chargé de faire changer la valeur de l'inductance. Ceci confirme aussi que le système est fondamentalement stable (il est marginalement stable si les pertes sont inexistantes), car il nécessite qu'une certaine quantité d'énergie soit introduite au début de chaque cycle.

Étant donné que la moitié de l'énergie 2E déplacée provient du travail nécessaire au déplacement de l'entrefer, il y a seulement une quantité nouvelle d'énergie E qui est déplacée. Parce que cette quantité nouvelle est égale ou inférieure au travail dépensé, il peut être conclu que le gain de contrôle de puissance est inférieur à 1 dans ce cas.

Pour prouver expérimentalement ce constat, la différence entre les deux quantités d'énergie déplacées doit être mesurée. Par ailleurs, l'élargissement de l'entrefer par un système mécanique est évidemment indésirable dans l'application visée par le présent projet pour des raisons évidentes. Il est plus pratique d'élargir virtuellement l'entrefer, c'est-à-dire diminuer la perméabilité relative en saturant une région du noyau, exactement comme le fait un transformateur paramétrique. Dans ce cas, le calcul du transfert de puissance est plus complexe, car les calculs doivent tenir compte de la région non saturable, des pertes d'hystérésis et du fait que la perméabilité dans la région saturée n'est pas uniforme. Toutefois, il peut être constaté à partir de l'équation (2.40) que la réduction

de la perméabilité relative est équivalente à l'élargissement de l'entrefer. Donc, si le flux externe fait diminuer μ_r, l'énergie dans le dispositif diminue aussi.

De façon intuitive, il est facile de voir que la saturation de la région commune nécessite une dépense d'énergie au circuit primaire, car une FMM est nécessaire pour faire augmenter la densité de flux dans la région commune. En saturant cette dernière, une partie de l'énergie fournie par le primaire et de celle qui était emmagasinée dans le transformateur lorsque l'inductance était élevée devrait être transférée au circuit extérieur via l'enroulement secondaire.

2.4 CONTRÔLE DE PUISSANCE À L'AIDE D'UNE INDUCTANCE VARIABLE

La Figure 2.7 montre une inductance variable placée entre une source de tension et une charge résistive. La tension aux bornes de l'inductance peut s'exprimer comme suit:

$$v_S(t) = v_L(t) + Ri(t) \tag{2.64}$$

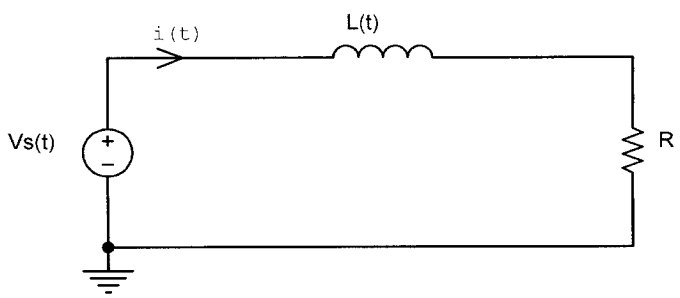


Figure 2.7: Circuit L-R de base

2.4.1 *Inductance non linéaire*

Si l'inductance est non linéaire, comme dans le cas de l'amplificateur magnétique de post-régulation, l'équation (2.64) peut être réécrite comme suit:

$$v_S(t) = L(i(t))\frac{di(t)}{dt} + Ri(t) \tag{2.65}$$

Sous la forme différentielle l'équation s'exprime:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{v_S(t) - Ri(t)}{L(i(t))} \tag{2.66}$$

La variation du courant traversant la charge dans cette équation dépend seulement de la source de tension. Par contre, étant donné que l'inductance est non linéaire, la puissance délivrée à la charge est une fonction du courant. Avec ce dispositif, le seul moyen de contrôle de puissance possible est par l'addition ou la soustraction d'un courant supplémentaire dans l'inductance.

2.4.1.1 Source de tension alternative

La Figure 2.8 présente la simulation du circuit L-R à inductance non linéaire. La tension d'entrée choisie est une onde sinusoïdale de 10 V à 10 kHz et la charge est une résistance de 50 Ω. L'inductance est linéaire pour les premières 100 µs. Elle devient par la suite non linéaire selon la même relation reliant la valeur de l'inductance au courant que celle utilisée pour les simulations de la section 2.1.

Lorsque la valeur de l'inductance est constante, cette dernière bloque une partie de la tension alternative, mais la forme d'onde du courant n'est pas distortionnée. Lorsque l'inductance devient non linéaire, la forme d'onde du courant est distortionnée étant donné que l'inductance bloque moins la tension lorsqu'elle sature. Dans ce dernier cas, la puissance délivrée à la charge est plus grande que lorsque l'inductance ne sature pas. Dans un amplificateur magnétique de post-régulation, un courant supplémentaire provenant de l'amplificateur d'erreur est soustrait dans l'inductance afin de la "désaturer" et ainsi pouvoir bloquer plus de puissance alternative provenant du transformateur.

2.4.1.2 Source de tension continue

L'observation de (2.66) permet de voir que si la tension d'entrée est continue ($v_s(t)=V_S$) et que le courant est stabilisé à V_S/R, le numérateur du terme de droite est nul. Dans cet état, l'inductance se comporte comme un court-circuit et toute la puissance est transférée à la charge.

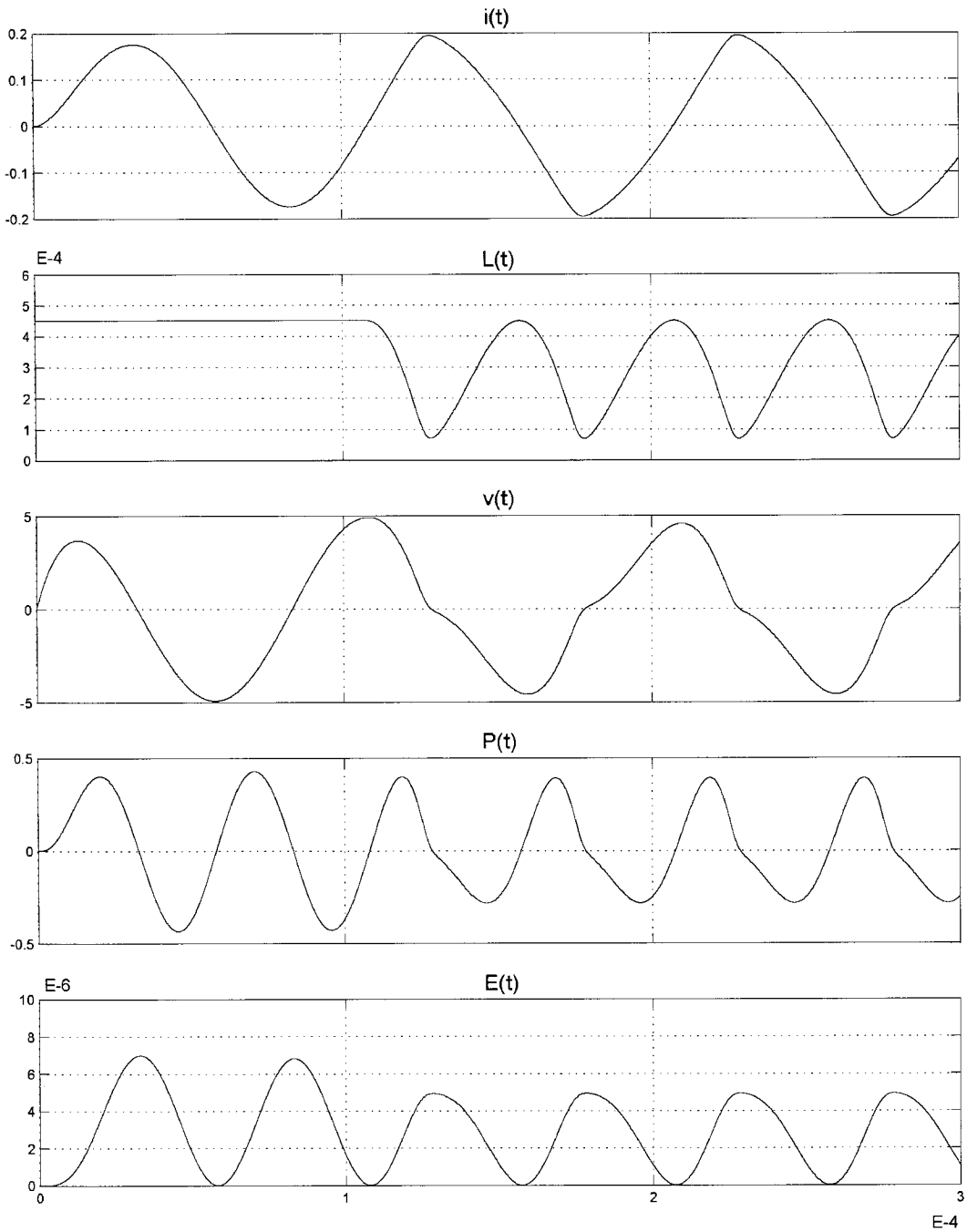


Figure 2.8: Simulation du circuit L-R à CA (L non linéaire)

2.4.2 *Inductance à entrefer variable*

La tension aux bornes d'une inductance à entrefer variable dépend de la variation de courant, mais aussi de la variation de la largeur de l'entrefer. En utilisant l'équation (2.53), l'équation (2.64) peut être réécrite:

$$v_S(t) = \mu_0 A_e N^2 \frac{d}{dt}\left(\frac{i(x(t))}{l_{G1} + 2x(t)}\right) + Ri(x(t)) \tag{2.67}$$

La forme différentielle de l'équation s'écrit:

$$\frac{di(x(t))}{dt} = \left(l_{G1} + 2x(t)\right)\left[\frac{v_S(t) - Ri(x(t))}{\mu_0 A_e N^2} - i(x(t))\frac{d}{dt}\left(\frac{1}{l_{G1} + 2x(t)}\right)\right] \tag{2.68}$$

Si la longueur totale de l'entrefer est l_G l'équation peut s'écrire comme suit:

$$\frac{di(l_G(t))}{dt} = \frac{v_S(t) - Ri(x(t))}{L(l_G(t))} - l_G(t)i(x(t))\frac{d}{dt}\left(\frac{1}{l_G(t)}\right) \tag{2.69}$$

2.4.2.1 Source de tension alternative

La Figure 2.9 présente la simulation du circuit L-R à inductance à entrefer variable branché à une source de tension alternative. La tension d'entrée choisie est une onde sinusoïdale à 100 kHz de 10 V d'amplitude et la charge est de 50 Ω. L'inductance est constante à 450 µH pour les premières 100 µs. L'entrefer est ensuite élargi à un rythme constant pendant 10 µs de façon à ce que la valeur de l'inductance devienne 50 µH. L'entrefer est remis à sa position originale 100 µs plus tard. La simulation montre qu'il est possible de contrôler la puissance alternative transmise à une charge en faisant varier la valeur de l'inductance. C'est le principe de fonctionnement de l'amplificateur magnétique.

2.4.2.2 Source de tension continue

La Figure 2.10 montre les résultats de simulation répétés avec une source de tension continue de 10 V pour une variation sinusoïdale de la largeur de l'entrefer (l'inductance varie entre 50 et 450 µH). Toute la puissance alternative fournie à la charge est fournie

par le système chargé de déplacer l'entrefer. La puissance moyenne délivrée par la source reste la même que si l'inductance était fixe et le courant moyen est égal à V_S/R, ce qui équivaut à un gain de contrôle de puissance nul.

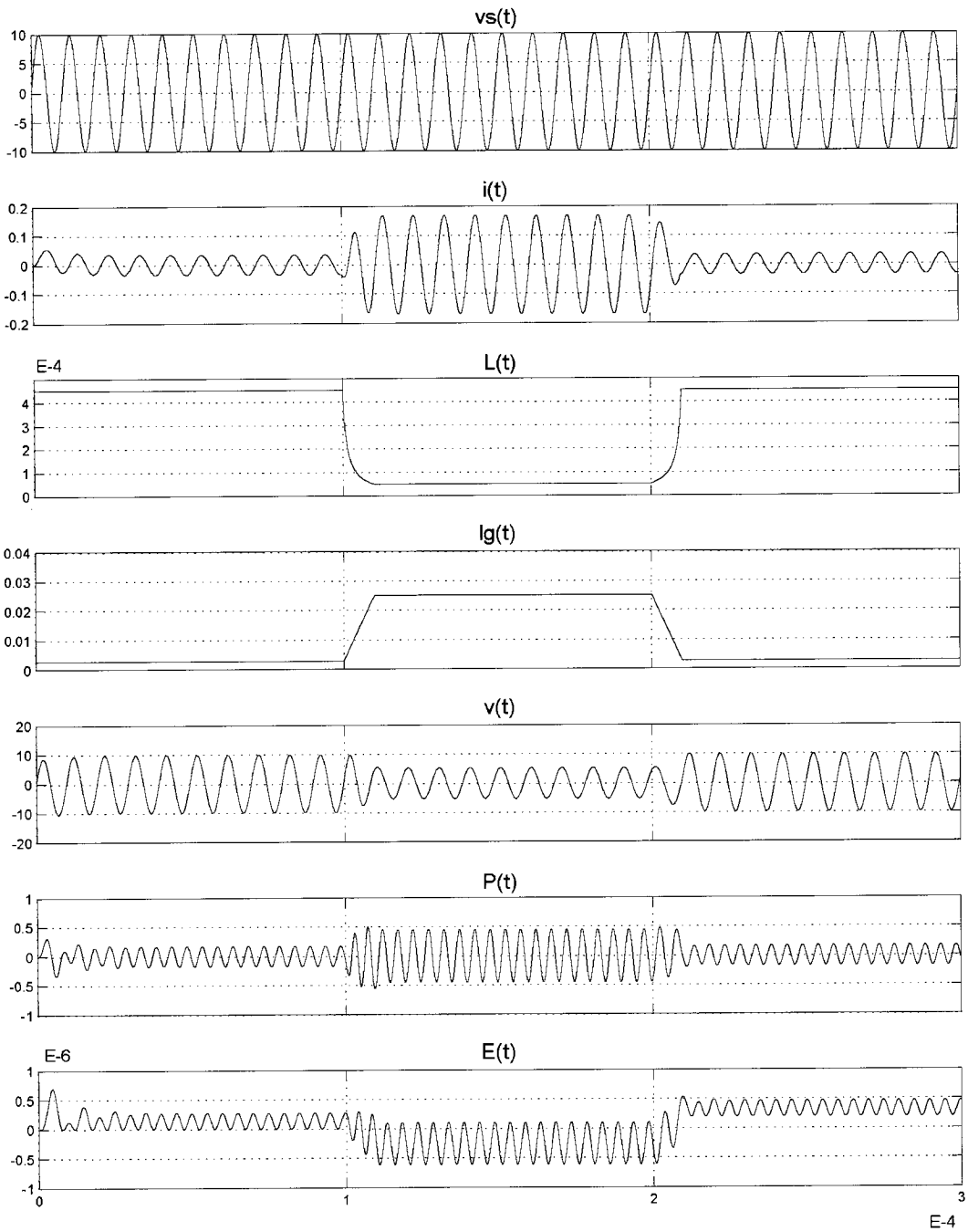


Figure 2.9: Simulation du circuit L-R à CA (L variable)

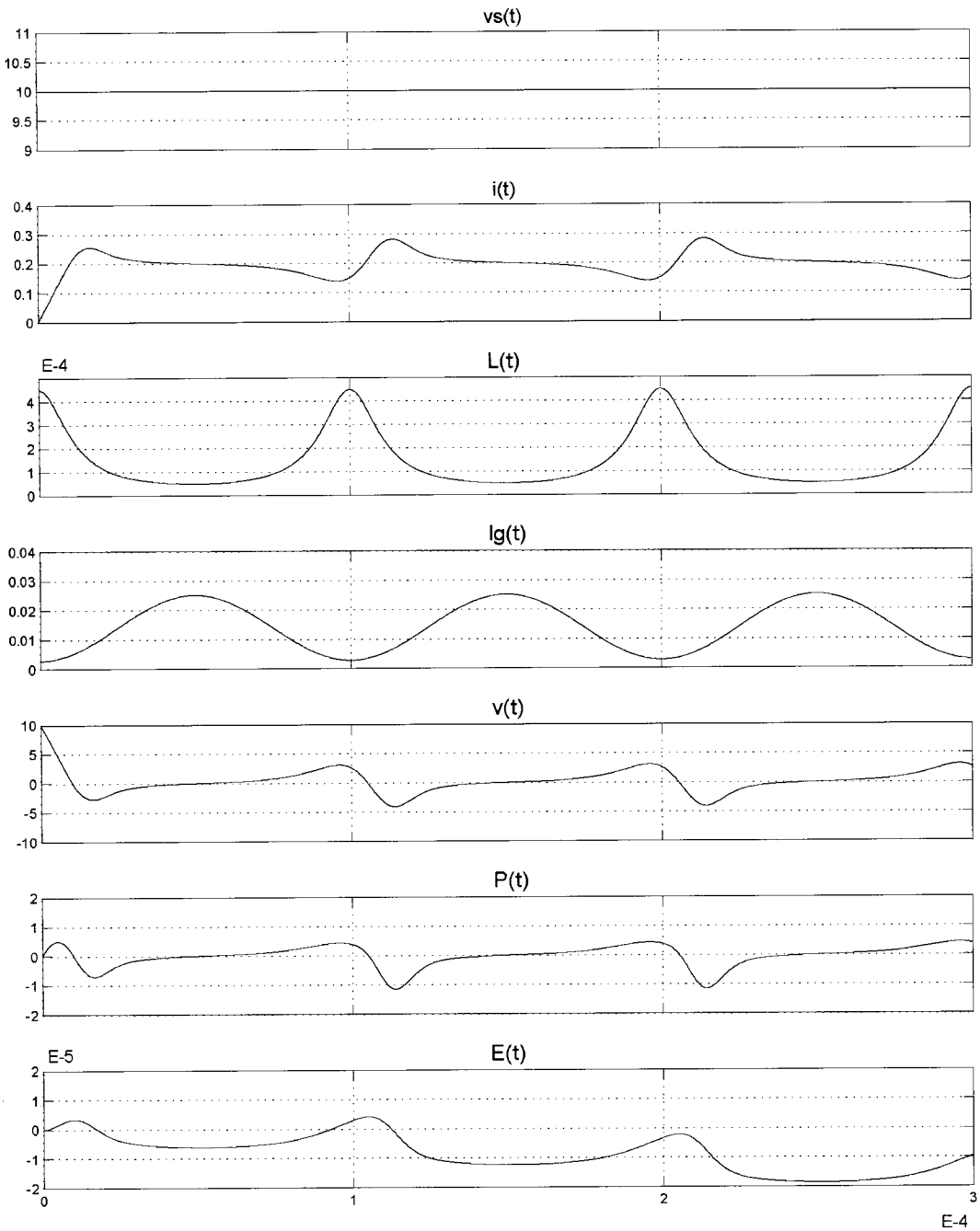


Figure 2.10: Simulation du circuit L-R à CC (L Variable)

2.5 INDICATEURS DE PERFORMANCE

Dans cette section, les définitions des paramètres qui sont utiles à quantifier les performances du convertisseur CC-CC à l'étude sont présentées.

2.5.1 Gain de tension

Le gain de tension A_V est défini comme le rapport des tensions continues de sortie V_L et d'entrée V_{IN} du convertisseur.

$$A_V = \frac{V_L}{V_{IN}} \tag{2.70}$$

2.5.2 Gain de puissance effective

La puissance effective P_{EFF} est définie comme la puissance de sortie résiduelle, après avoir soustrait la puissance utilisée pour le contrôle de puissance P_{CTRL}.

$$P_{EFF} = P_L - P_{CTRL} \tag{2.71}$$

Dans le présent projet, l'entrée de contrôle est alimentée par une source indépendante, tel qu'illustré à la Figure 2.11.

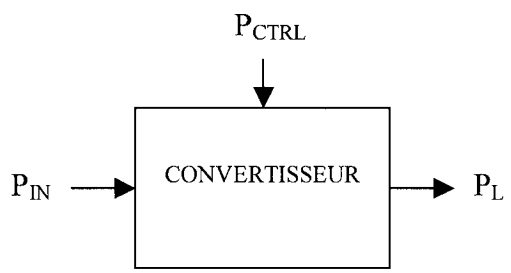


Figure 2.11: Puissance entrant et sortant du convertisseur à l'étude

Le gain de puissance effective A_{PEFF} est le rapport de P_{EFF} sur P_L lorsque l'entrée de contrôle est désactivée (P_{CTRL}= 0).

$$A_{PEFF} = \frac{P_L - P_{CTRL}}{P_{L_0}} \tag{2.72}$$

Par exemple, dans le cas d'un circuit hacheur élévateur:

$$A_{PEFF} \cong \frac{V_L^{\,2} - R_L P_{CTRL}}{V_{IN}^{\,2}} \tag{2.73}$$

Ce paramètre est très important, car il quantifie le contrôle de puissance qu'offre le convertisseur. En d'autres mots, si le gain de puissance effective est élevé, la différence entre la puissance qui est fournie à la charge lorsque le dispositif de conversion fonctionne et lorsqu'il ne fonctionne pas est grande. Si le gain est faible, le dispositif de contrôle n'a pas beaucoup d'influence sur la puissance qui est transmise à la charge.

Par analogie, un MOSFET ayant un rapport de résistance en blocage sur $r_{DS(on)}$ élevé mis en série entre une source et une charge offre un gain de puissance effective élevé. Si la puissance de contrôle requise pour commuter la grille est petite, la puissance effective est presque égale à la puissance de sortie et le gain de puissance effective est d'autant plus élevé.

2.5.3 *Produit gain de puissance effective – facteur de puissance*

Le produit gain de puissance effective – facteur de puissance est le produit de A_{PEFF} et du facteur de puissance PF mesuré à l'entrée du circuit de contrôle:

$$A_{PEFF-PF} = \frac{(P_L - P_{CTRL})}{P_{L_0}} \frac{P_{CTRL}}{S_{CTRL}} = A_{PEFF} PF \tag{2.74}$$

Idéalement, le facteur de puissance à l'entrée du circuit de contrôle doit être unitaire afin de minimiser l'amplitude du courant et de la tension pour une puissance de contrôle donnée. Ceci est très important, car il est essentiel de minimiser la taille du courant de conduction et de la tension de blocage pour le(s) dispositif(s) de commutation qui va générer la puissance P_{CTRL}.

2.5.4 *Efficacité*

L'efficacité est définie comme le rapport de la puissance de sortie sur la puissance totale fournie au convertisseur.

$$\eta = \frac{P_L}{P_{IN} + P_{CTRL}} \tag{2.75}$$

2.5.5 *Rapport des puissances d'entrée*

Le rapport des puissances d'entrée A_{IN} est le rapport de l'augmentation de la puissance fournie par la source ΔP_{IN} sur P_{CTRL}, où ΔP_{IN} est la différence entre la puissance d'entrée et la puissance d'entrée lorsque l'entrée de contrôle est désactivée (P_{CTRL}=0):

$$A_{IN} = \frac{\Delta P_{IN}}{P_{CTRL}} = \frac{P_{IN} - P_{IN_0}}{P_{CTRL}} \tag{2.76}$$

À la section 2.3.2, il a été montré qu'une énergie 2E peut être déplacée dans l'inductance variable si une énergie E est fournie pour déplacer cette énergie. Donc, si une puissance 2P est fournie à la charge, une puissance de contrôle P devra être fournie. La différence de puissance P sera fournie par la source alimentant le circuit. Si la puissance de contrôle est égale à l'augmentation de la puissance d'entrée, le rapport des puissances d'entrée est unitaire.

Si P_{CTRL} est égale ou plus grande que ΔP_{IN} ($A_{IN} \leq 1$), un circuit à transistor équivalent ou plus "gros" que celui qui aurait été nécessaire à l'entrée CC doit fournir la puissance au circuit de contrôle. Ceci laisse comprendre qu'il est inutile d'utiliser à première vue une inductance variable comme commutateur de puissance. Par contre, la conclusion formelle quant à la viabilité son de son utilisation ne peut être faite qu'en comparant la topologie complète du circuit à transistor à celle à inductance variable.

3 CONCEPTION DU CONVERTISSEUR

Afin de confirmer si oui ou non un gain de contrôle de puissance est possible, c'est-à-dire un rapport des puissances d'entrée supérieur à 1, il a été choisi de construire un convertisseur de puissance utilisant comme dispositif de commutation une inductance variable.

Le dispositif à induction variable choisi est l'oscillateur haute fréquence orthogonal ferrorésonant, imaginé par A. Piaskowski en 1986. La Figure 3.1 montre le schéma du dispositif magnétique utilisé au cœur de l'oscillateur, qui est le même que le transformateur paramétrique de Wanlass. Le circuit comporte deux enroulements. L'enroulement secondaire, dit "orthogonal" ("inductive winding"), est l'inductance qui verra sa valeur changer afin d'agir comme commutateur. L'enroulement primaire, dit "ferrorésonant" ("orthogonal ferroresonant winding"), contrôle la variation d'inductance. Comme dans l'oscillateur paramétrique, l'inductance varie au double de la fréquence d'entrée.

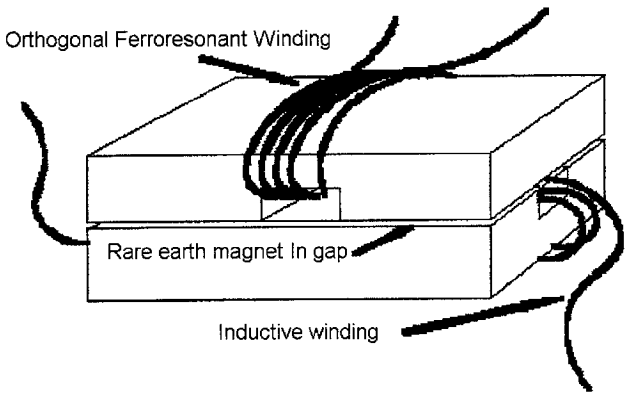


Figure 3.1: Dispositif orthogonal originellement proposé[25]

La principale différence par rapport à l'oscillateur paramétrique présent dans la littérature (Verma 1971, Bahl 1973) réside dans le fait que le condensateur de l'oscillateur est branché en parallèle avec l'enroulement ferrorésonant (primaire) au lieu d'être branché au

[25] Adapté de: (Piaskowski 1995), figure 1.

secondaire. Le condensateur est choisi de sorte qu'une résonance se produise entre l'enroulement ferrorésonant et ce premier. Étant donné que la résonance se produit au primaire, l'amplitude de la tension à ses bornes est déterminée par le nombre de volt-secondes admissibles. Ce circuit peut être vu comme l'oscillateur paramétrique opéré en diviseur de fréquence, mais alimenté par l'enroulement secondaire. Tel que rapporté dans la littérature, l'opération en mode diviseur de fréquence nécessite la polarisation du circuit magnétique (Khan 1974). Piaskowski avait ajouté un aimant permanent entre les deux noyaux afin d'ajouter une composante continue au flux magnétique pour l'amener à un point d'opération désiré.

3.1 TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE

La compréhension du fonctionnement du transformateur paramétrique de la Figure 3.1 comme inductance variable est un préalable à la conception du convertisseur. La présente sous-section fournit les éléments théoriques nécessaires à sa compréhension et à sa conception.

3.1.1 Estimation de la distribution de flux à l'intérieur du dispositif

Pour bien visualiser la distribution du flux magnétique dans le dispositif de la Figure 3.1, il est nécessaire d'utiliser le support d'un logiciel d'analyse par éléments finis. Les perméabilités et permittivités complexes doivent préalablement être mesurées expérimentalement afin d'être utilisées par le logiciel pour déterminer la solution. Dans la littérature (Skutt 1996), les résultats obtenus avec Maxwell 2D^{TM} pour certaines géométries d'inductances sont présentés. Étant donné que le logiciel analyse une structure à deux dimensions, la combinaison de deux "coupes" 2D perpendiculaires est nécessaire pour arriver au résultat final. L'auteur suggère d'utiliser un solutionneur 3D pour améliorer la qualité des résultats et diminuer le temps consacré à la modélisation et à la simulation. Le logiciel Maxwell 3D^{TM} a été acheté dans le cadre du présent projet pour visualiser la distribution de flux à l'intérieur des dispositifs à l'étude. Malheureusement,

des problèmes de modélisation et d'utilisation du logiciel font en sorte qu'il n'a pas encore été possible de générer des résultats satisfaisants.

En attendant, l'analyse du dispositif de la Figure 3.1 peut se faire manuellement, en "découpant" le dispositif en 28 petits volumes. La distribution de flux obtenue est présentée à la Figure 3.2.

À partir des résultats, il est possible d'émettre les principales constatations suivantes:

1) Étant donné que les flux ne traversent pas la zone où se trouve l'autre enroulement, l'inductance mutuelle est présumée nulle et aucun couplage de flux direct n'est anticipé si la caractéristique de magnétisation du matériau est linéaire.

2) Même si au niveau des enroulements les flux ne se mélangent pas, ces derniers circulent dans la même direction dans deux jambes du dispositif, et dans des directions opposées dans les deux autres. La direction de circulation du flux dans les régions de soustraction varie dépendamment de l'apport relatif de chacun des deux flux. Si le courant qui circule dans un des deux enroulements change de signe, les zones de soustraction deviennent des zones d'addition et vice-versa.

3) Le flux total tourne comme dans une spirale.

4) Dans le cas où un troisième flux continu généré à partir d'un aimant permanent ou d'un CC est superposé au flux dans l'enroulement orthogonal, le flux total dans cet enroulement reste toujours dans la même direction. Le courant de l'enroulement ferrorésonant change quant à lui de direction étant donné qu'il est produit à partir d'un courant alternatif.

5) Si le matériau a une courbe de magnétisation non linéaire, les régions d'addition et de soustraction de flux ont des réluctances différentes. Si le flux généré par un des enroulements sature les régions communes d'addition, les lignes de flux vont aussi emprunter un autre chemin que celui des jambes saturées. Le flux produit peut conséquemment dévier de sa trajectoire et se coupler à celui de l'autre enroulement.

6) En plus du couplage direct de flux, l'inductance diminue étant donné que la réluctance du chemin magnétique augmente.

7) Selon la littérature (Wanlass 1969), c'est l'effet de diminution de l'inductance qui prédomine dans ce genre de dispositif. L'enroulement orthogonal peut donc être vu comme une inductance variable, contrôlable à partir de l'enroulement ferrorésonant, et avec un minimum de couplage direct du courant modulant l'inductance.

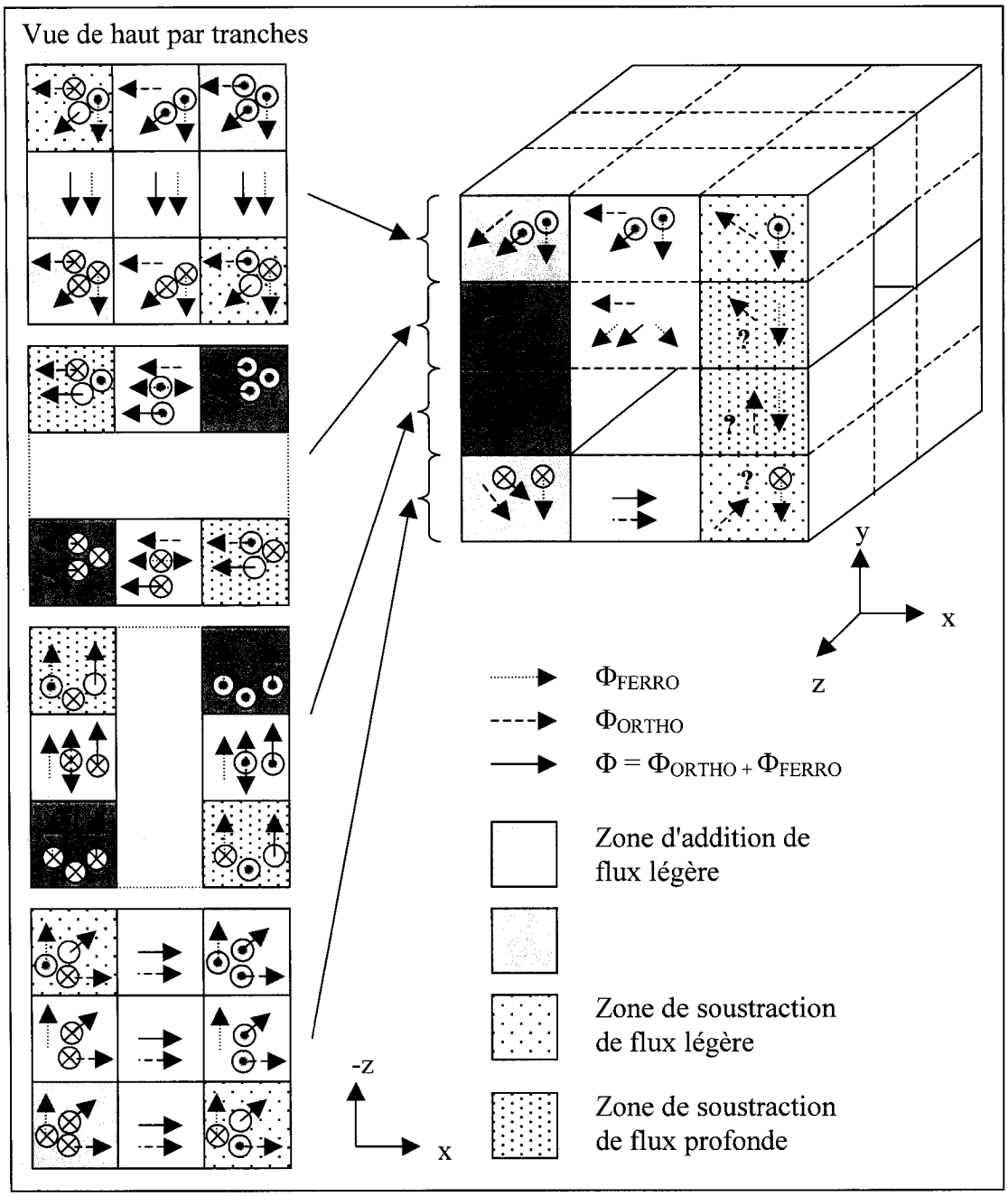


Figure 3.2: Estimation de la distribution de flux magnétique

3.1.2 Déplacement de l'entrefer

Le transformateur paramétrique originellement proposé de la Figure 3.1 a un entrefer entre les deux noyaux en "C", afin de permettre un courant de saturation plus haut dans l'enroulement orthogonal. Par contre, l'enroulement ferrorésonant est pénalisé, car il sature avec plus de difficulté. Ceci est un problème, étant donné qu'il est souhaitable de diminuer le plus possible l'amplitude du courant circulant dans le circuit ferrorésonant afin de minimiser les pertes.

Par ailleurs, il a été observé à partir de l'analyse de la distribution de flux qu'une partie du flux provenant de l'enroulement ferrorésonant peut se coupler en diagonale à l'enroulement orthogonal.

Ces deux problèmes peuvent être minimisés en déplaçant l'entrefer dans la région centrale de l'enroulement orthogonal, perpendiculairement au flux.

3.1.3 Réluctance initiale

La réluctance dans la région d'opération linéaire est calculée en estimant une aire et une longueur effective vue par chacun des enroulements à partir des dimensions physiques et en assumant une distribution de flux constante.

La Figure 3.3 montre que la section la plus petite traversée par le flux est celle des "jambes" du dispositif. Pour simplifier les calculs, l'aire effective vue de l'enroulement ferrorésonant est posée comme étant deux fois l'aire d'une section de "jambe".

$$A_{FERRO} \cong \frac{(W-S)^2}{2} \tag{3.1}$$

La longueur effective est estimée comme un trajet rectiligne au centre de chacune des sections du noyau, tel que montré à la Figure 3.3.

$$l_{FERRO} \cong 2(H+T)+W+S \tag{3.2}$$

La réluctance initiale de l'enroulement ferrorésonant s'écrit:

$$\Re_{FERRO_0} \cong \frac{l_{FERRO_CORE}}{\mu_0 \mu_i A_{FERRO}} \tag{3.3}$$

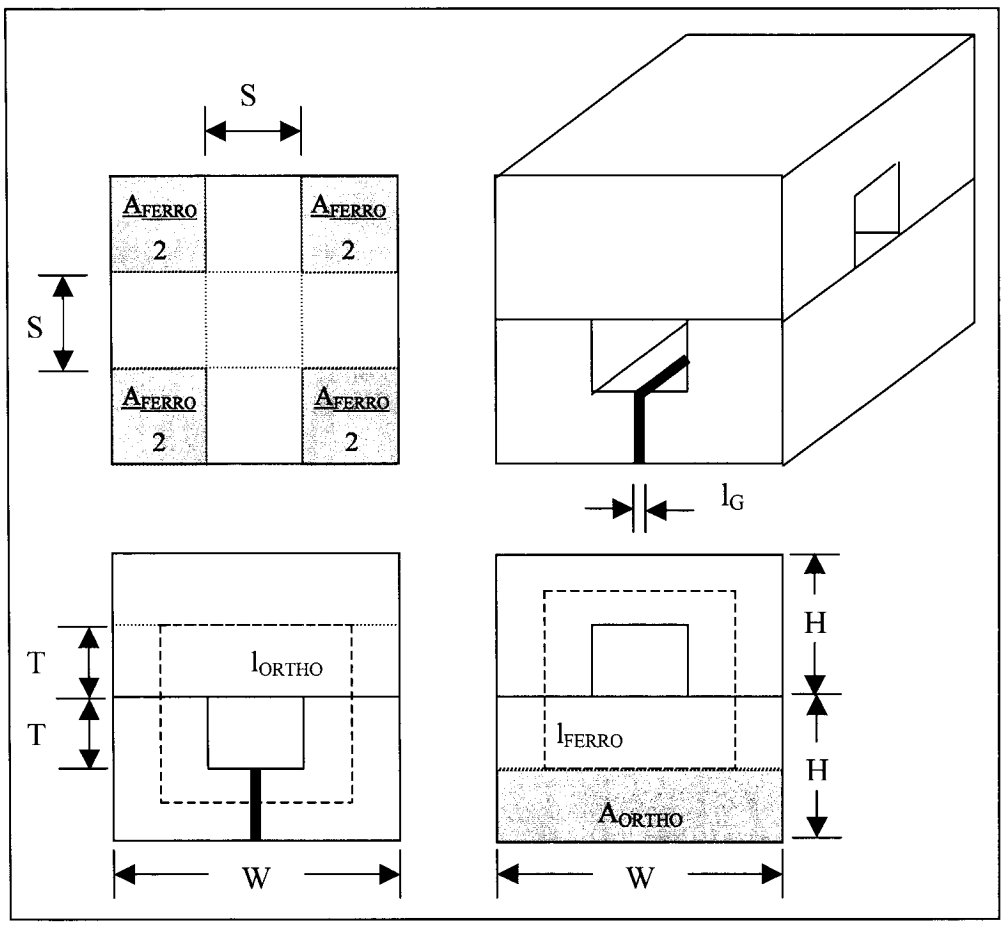


Figure 3.3: Calcul de la réluctance initiale

Du côté du circuit magnétique orthogonal, l'approximation de l'aire effective devient celle où se trouve l'entrefer:

$$A_{ORTHO} \cong W(H - T) \tag{3.4}$$

La longueur effective est toutefois la même que pour l'enroulement ferrorésonant étant donné que le dispositif est symétrique:

$$l_{ORTHO_NOYAU} \cong W + S - l_G + \frac{H+T}{2} \tag{3.5}$$

La réluctance initiale donne:

$$\Re_{ORTHO_0} \cong \frac{1}{\mu_0 A_{ORTHO}} \left(\frac{l_{ORTHO_NOYAU}}{\mu_i} + l_G \right) \tag{3.6}$$

3.1.4 Modèle mathématique

La distribution de flux présentée à la Figure 3.2 est valide seulement si la perméabilité relative du noyau est très grande et qu'elle demeure constante peu importe la densité de flux. En réalité, des lignes de flux peuvent aussi sortir du noyau, surtout dans les zones de saturation et proche des enroulements. Aussi, la distribution de flux à l'intérieur du noyau change inévitablement à mesure que les zones d'addition de flux saturent.

Tel que montré à la Figure 3.4 de gauche, le dispositif paramétrique à deux noyaux en "C" peut être modélisé par un pont de quatre réluctances ($\Re_a$, $\Re_b$, $\Re_c$ et $\Re_d$), lesquelles correspondent aux quatre jambes du dispositif (Arturi 1996). Les autres réluctances modélisent les réluctances des têtes ($\Re_1$, $\Re_2$), ainsi que les réluctances de fuite ($\Re_{1a}$ et $\Re_{2a}$). Le transformateur paramétrique est excité par les deux FMM provenant de chacun des courants circulants dans les enroulements.

Dans ce modèle, si le dispositif est seulement alimenté par l'enroulement 1 (ferrorésonant), le flux se sépare à parts égales dans les réluctances ($\Re_a$,$\Re_d$) et ($\Re_b$,$\Re_c$), sans passer par $\Re_2$. La conséquence est un couplage nul entre les deux enroulements. La même observation peut être faite à partir de l'enroulement 2 (orthogonal).

Si la caractéristique de magnétisation du noyau est non linéaire, une variation de la réluctance des jambes va survenir à mesure que la densité de flux augmente. Dans deux des quatre réluctances ($\Re_a$,$\Re_c$) les flux générés par les enroulements se soustraient tandis qu'ils s'additionnent dans les deux autres ($\Re_b$,$\Re_d$). Étant donné que la réluctance est fonction de la densité de flux nette, les réluctances ($\Re_a$,$\Re_c$) sont différentes de ($\Re_b$,$\Re_d$).

Le débalancement du pont a pour conséquence d'influencer le courant circulant dans l'enroulement opposé.

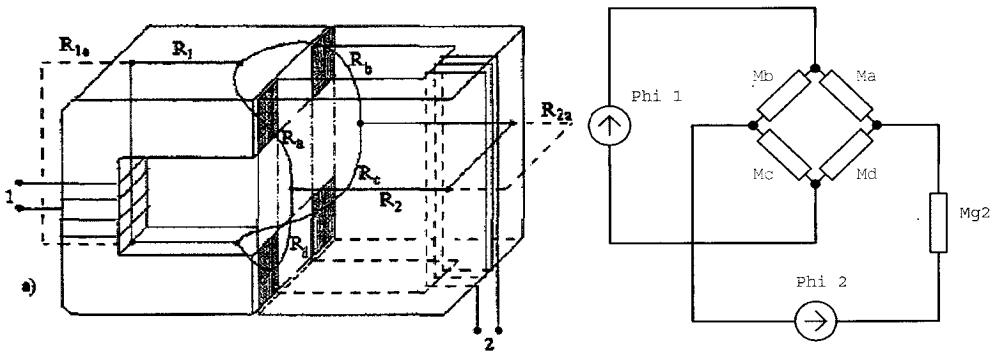


Figure 3.4: Schéma des réluctances équivalentes et circuit magnétique équivalent[26]

Si les réluctances de fuite et des têtes sont négligées et qu'un entrefer est ajouté sous l'enroulement 2, le modèle simplifié de la Figure 3.4 de droite est obtenu. Les flux magnétiques de chacun des deux enroulements peuvent être exprimés en fonction des flux circulant dans les branches du pont magnétique:

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \phi_a + \phi_b = \phi_c + \phi_d \\ \phi_2 &= \phi_d - \phi_a = \phi_b - \phi_c \end{aligned} \tag{3.7}$$

La courbe de magnétisation peut quant à elle être estimée par une relation polynomiale d'ordre impair:

$$M(\phi) = \frac{1}{\mu_0 A_e}\left(k\phi + k_n \phi^n\right) \qquad ; \text{n} = 1, 3, 5, 7, \ldots \tag{3.8}$$

où k est l'inverse de la perméabilité relative initiale. Les équations du champ magnétique produit par chacun des deux enroulements peuvent s'écrire:

---

[26] Source (figure de gauche): (Arturi 1996), figure 2a.

$$H_1 = \frac{1}{\mu_0 A_e}\left(k(\phi_a + \phi_b) + k_n\left(\phi_a{}^n + \phi_b{}^n\right)\right)$$
$$H_2 = \frac{1}{\mu_0 A_e}\left(k(\phi_d - \phi_a) + k_n\left(\phi_d{}^n - \phi_a{}^n\right)\right) + M_{G2} \tag{3.9}$$

En utilisant les équations (3.7), il est possible de réécrire les équations (3.9) en fonction de ϕ_1 et ϕ_2:

$$H_1(\phi_1,\phi_2) = \frac{1}{\mu_0 A_e}\left(k\phi_1 + \frac{k_n}{2^n}\left((\phi_1+\phi_2)^n + (\phi_1-\phi_2)^n\right)\right)$$
$$H_2(\phi_1,\phi_2) = \frac{1}{\mu_0 A_e}\left(k\phi_2 + \frac{k_n}{2^n}\left((\phi_1+\phi_2)^n - (\phi_1-\phi_2)^n\right) + \phi_2\right) \tag{3.10}$$

Les équations du courant en fonction du flux magnétique s'écrivent finalement:

$$i_1(\phi_1,\phi_2) = \frac{2l_l}{N_1\mu_0 A_e}\left[k\phi_1 + \frac{k_n}{2^n}\left((\phi_1+\phi_2)^n + (\phi_1-\phi_2)^n\right)\right]$$
$$i_2(\phi_1,\phi_2) = \frac{1}{N_2\mu_0}\left\{\frac{2l_l}{A_e}\left[k\phi_2 + \frac{k_n}{2^n}\left((\phi_1+\phi_2)^n - (\phi_1-\phi_2)^n\right)\right] + \frac{l_G}{A_{e2}}\phi_2\right\} \tag{3.11}$$

Dans le cas d'une magnétisation cubique, les équations sont:

$$i_1(\phi_1,\phi_2) = \frac{2l_l}{N_1\mu_0 A_e}\left[k\phi_1 + k_3\left(\frac{\phi_1{}^3}{4} + \frac{3\phi_1\phi_2{}^2}{4}\right)\right]$$
$$i_2(\phi_1,\phi_2) = \frac{1}{N_2\mu_0}\left\{\frac{2l_l}{A_e}\left[k\phi_2 + k_3\left(\frac{\phi_2{}^3}{4} + \frac{3\phi_1{}^2\phi_2}{4}\right)\right] + \frac{l_G}{A_{e2}}\phi_2\right\} \tag{3.12}$$

Le troisième terme des deux équations est présent à cause de la caractéristique non linéaire de magnétisation et représente le couplage paramétrique entre les deux enroulements. Cela confirme que le matériau doit nécessairement avoir une caractéristique non linéaire pour assurer le fonctionnement du transformateur paramétrique. La contribution en courant dans un enroulement est proportionnelle au carré du flux de l'autre enroulement multiplié par le flux de l'enroulement. L'exposant deux pour le terme paramétrique indique que la fréquence est doublée à l'autre

enroulement. Avec ce modèle, les courants des deux enroulements peuvent être déterminés à partir de la connaissance des flux, lesquels peuvent être déterminés en intégrant la tension aux bornes de chacun des enroulements. En effet, sous la forme différentielle, ces tensions s'expriment comme suit:

$$v_1(\phi_1) = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad ; \; v_2(\phi_2) = N_2 \frac{d\phi_2}{dt} \tag{3.13}$$

3.1.5 *Évaluation d'un nouveau type de transformateur paramétrique*

La Figure 3.5 présente un nouveau type de transformateur paramétrique qui a été imaginé au cours du projet. Le noyau est constitué de deux têtes ("Yokes") et de deux jambes ("Saturable Leg"). L'enroulement orthogonal est situé autour des têtes, à raison de la moitié du nombre de tours sur chacune d'entre elles. Un enroulement ferrorésonant est bobiné en passant à l'intérieur de chacune des jambes. Des entrefers de largeur S2 permettent d'éviter un couplage de flux direct aux extrémités des têtes en empêchant le flux ferrorésonant de circuler. Les quatre autres entrefers ("Gap") aident aussi à ce que le flux ferrorésonant reste dans les jambes. Dans ce dispositif, il est aussi possible d'ajouter deux autres entrefers au centre des têtes, sous l'enroulement orthogonal.

Ce nouveau transformateur paramétrique s'inspire du dispositif toroïdal de la Figure 1.9 et de l'amplificateur magnétique transversal de la Figure 1.11. Contrairement au dispositif toroïdal, ce dispositif utilise une structure permettant d'enrouler les fils plus facilement, ainsi que l'introduction d'entrefers pour le flux orthogonal. Par rapport au dispositif transversal, cette géométrie a comme avantage de contenir le flux orthogonal à l'intérieur du noyau. L'Annexe E rapporte les détails de conception, de réalisation et de test de ce dispositif.

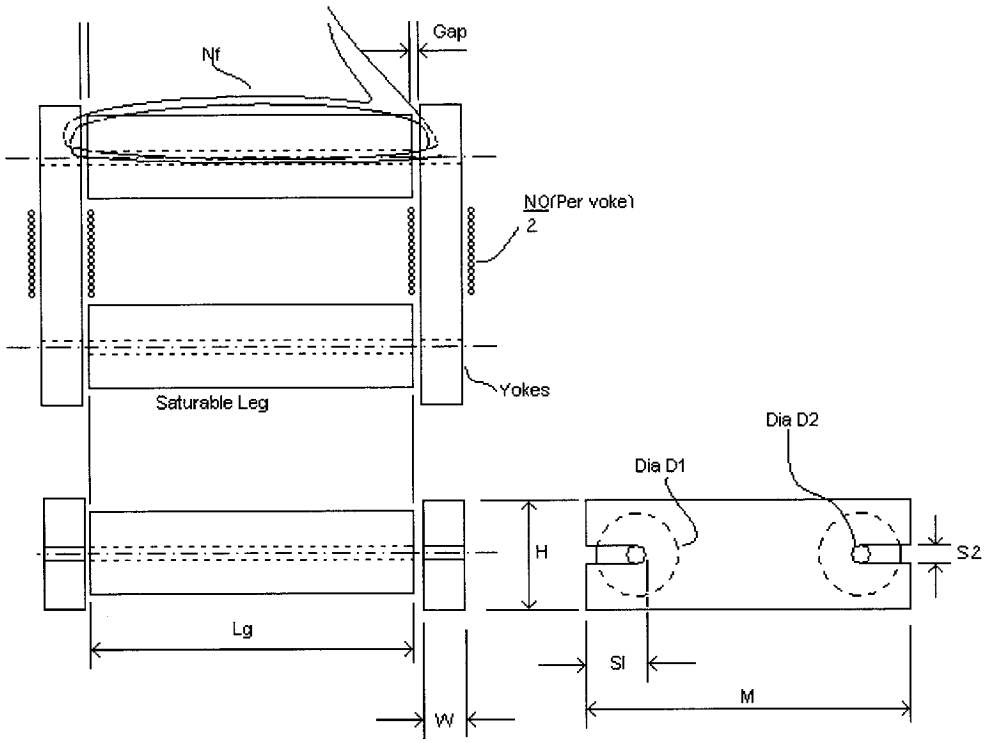


Figure 3.5: Nouveau type de transformateur paramétrique

3.2 OSCILLATEUR ORTHOGONAL FERRORÉSONANT

Afin de provoquer un changement de valeur d'inductance de l'enroulement orthogonal, il faut faire augmenter ou diminuer le flux dans les jambes à l'aide de la FMM générée par l'enroulement ferrorésonant. Un moyen facile d'y arriver est d'emmener ce dernier en ferrorésonance. Cette méthode permet à l'amplificateur magnétique de fonctionner à la fréquence et à la profondeur de saturation désirée.

Le circuit ferrorésonant qui a été utilisé comme point de départ est présenté à la Figure 3.6. Lors de la ferrorésonance, l'inductance L_{FERRO} sature lorsque la densité de flux magnétique atteint B_S et limite ainsi l'amplitude de la tension à ses bornes. Pour une onde sinusoïdale, la tension efficace s'exprime comme suit:

$$V_{FERRO} = \sqrt{2}\pi A_{FERRO} N_{FERRO} B_S f \tag{3.14}$$

où f est la fréquence d'opération.

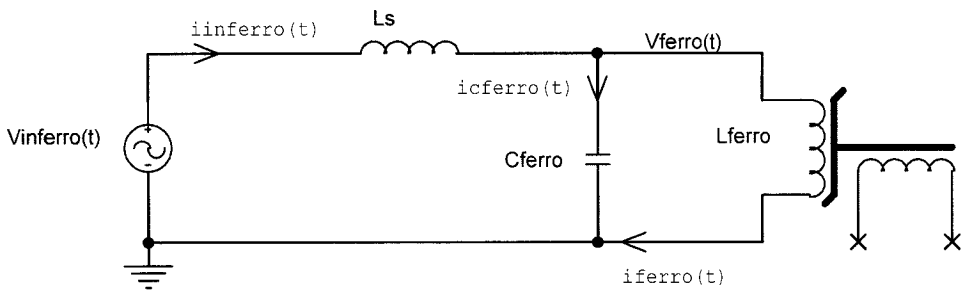


Figure 3.6: Circuit ferrorésonant de départ

Si il est souhaitable de piloter l'entrée du circuit avec une faible tension, la différence de potentiel aux bornes de l'inductance de blocage L_S peut être grande et il est nécessaire de construire une inductance offrant peu de pertes. En effet, la densité de flux dans son noyau est:

$$B \cong \frac{(v_{FERRO} - v_{INFERRO})_{RMS}}{\sqrt{2}\pi A_{LS} N_{LS} f} = \frac{(\hat{V}_{FERRO} \sin(2\pi ft) - \hat{V}_{INFERRO} \sin(2\pi ft + \theta))_{RMS}}{\sqrt{2}\pi A_{LS} N_{LS} f} \quad (3.15)$$

où θ est le déphasage de la tension aux bornes de L_{FERRO} par rapport à la tension à l'entrée.

Afin de réduire B, il n'est pas souhaitable de trop augmenter N_{LS} pour ne pas augmenter les pertes de cuivre. En général, le minimum de pertes est atteint lorsque les pertes de cuivre sont du même ordre de grandeur que celles dans le noyau. Si la différence entre V_{FERRO} et $V_{INFERRO}$ est grande (100 V par exemple), il peut être très difficile en pratique de construire L_S avec des pertes acceptables. La solution est de réduire la tension aux bornes de L_S en adaptant la tension d'entrée à celle alimentant L_{FERRO}. Afin d'y arriver, une prise ("tap") est ajoutée sur l'inductance ferrorésonante, tel que montré à la Figure 3.7.

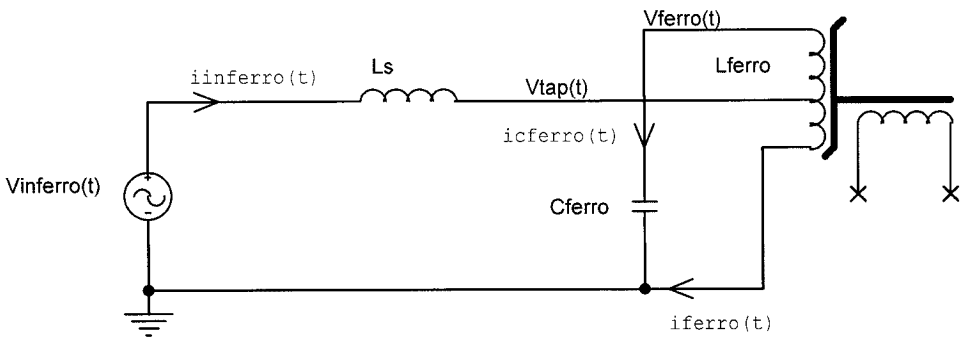


Figure 3.7: Circuit ferrorésonant amélioré

L'inductance L_{FERRO} agissant ainsi comme un autotransformateur, la tension à la prise est proportionnelle au rapport du nombre de tours:

$$v_{TAP}(t) = \frac{N_{FERRO1}}{N_{FERRO1} + N_{FERRO2}} v_{FERRO}(t) = \frac{N_{FERRO1}}{N_{FERRO}} v_{FERRO}(t) \tag{3.16}$$

où N_{FERRO1} est le nombre de tours entre la prise et la masse et N_{FERRO2} est celui entre la prise et le condensateur. Étant donné qu'il est souhaitable de minimiser la tension aux bornes de L_S, la valeur de V_{TAP} est posée comme étant égale à $V_{INFERRO}$:

$$N_{FERRO1} = \frac{V_{INFERRO} N_{FERRO}}{V_{FERRO}}$$

$$N_{FERRO2} = N_{FERRO} - N_{FERRO1} \tag{3.17}$$

En posant une valeur pour V_{FERRO} et une fréquence d'opération, l'équation (3.14) peut être réécrite:

$$N_{FERRO} = \frac{V_{FERRO}}{\sqrt{2}\pi A_{FERRO} B_S f} \tag{3.18}$$

La valeur de L_{FERRO} initiale peut être calculée à partir de la réluctance calculée avec l'équation (3.3):

$$L_{FERRO_0} = \frac{N_{FERRO}^{\ 2}}{\Re_{FERRO_0}} \tag{3.19}$$

Pour assurer le fonctionnement du circuit ferrorésonant, la fréquence de résonance du couple C_{FERRO} et L_S doit être plus grande que celle du couple C_{FERRO} et L_{FERRO}.

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{FERRO}C_{FERRO}}} << \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_{FERRO}}} \tag{3.20}$$

En posant le facteur K comme étant le rapport de ces deux fréquences, la valeur de L_S est obtenue:

$$K = \frac{2\pi\sqrt{L_S C_{FERRO}}}{2\pi\sqrt{L_{FERRO}C_{FERRO}}} = \sqrt{\frac{L_S}{L_{FERRO}}} \tag{3.21}$$

$$L_S = K^2 L_{FERRO} \tag{3.22}$$

Le circuit entre en ferrorésonance près de la fréquence de résonance du couple C_{FERRO} et L_S:

$$f \cong \frac{N_{FERRO1}}{2\pi\sqrt{L_S C_{FERRO}}\,N_{FERRO}} \tag{3.23}$$

La valeur de C_{FERRO} peut finalement être déduite:

$$C_{FERRO} = \frac{N_{FERRO1}^{\,2}}{(2\pi f N_{FERRO})^2 L_S} \tag{3.24}$$

3.3 TOPOLOGIE CHOISIE

Dans un satellite d'observation scientifique ou de télécommunication, les besoins de conversion de puissance CC-CC sont nombreux. Par exemple, il est nécessaire d'élever la tension provenant des panneaux solaires afin de pouvoir charger les batteries. Habituellement, un convertisseur hacheur élévateur est utilisé comme chargeur. Un deuxième circuit élévateur peut être aussi placé entre la sortie des batteries et la sortie à tension fixe du convertisseur. Étant donné que ces applications sont courantes, une topologie hacheur élévateur a été choisie pour valider le concept à l'étude.

3.3.1 *Présentation du circuit*

Avec le développement du transformateur paramétrique et du circuit ferrorésonant présentés précédemment, il est possible d'obtenir une inductance variable, contrôlable à partir:

1) du courant de polarisation du transformateur paramétrique, de
2) la fréquence d'opération, ou de
3) la tension alternative d'entrée du circuit ferrorésonant.

Afin de créer un hacheur élévateur utilisant comme dispositif de contrôle de puissance une inductance variable, la topologie traditionnelle à transistor est imitée. La première version du convertisseur qui a été imaginée est présentée à la Figure 3.8. La diode D1 jumelée au condensateur C_L redresse et filtre la tension alternative générée aux bornes de l'inductance, laquelle est placée entre la source de tension continue et la diode. Le circuit ferrorésonant fait varier L_{ORTHO}, laquelle est polarisée par un courant traversant R_{BIAS}.

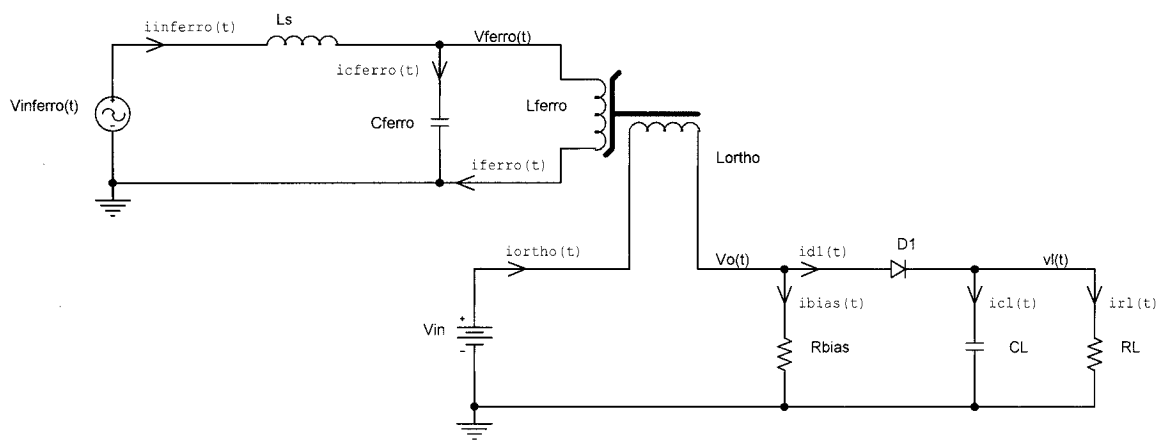


Figure 3.8: Convertisseur élévateur de départ

Le principal désavantage du circuit de la Figure 3.8 est qu'une grande partie de la puissance est dissipée dans R_{BIAS}. Ses pertes sont causées par le courant continu de polarisation (V_{IN} / R_{BIAS}), plus le courant alternatif de l'enroulement orthogonal. Afin d'éliminer les pertes dues au CA, il est possible de bloquer la tension alternative aux

bornes de R_{BIAS} en ajoutant une inductance en série. Il est aussi possible d'ajouter un condensateur pour former un filtre de deuxième ordre comme à la Figure 3.9.

En faisant cette modification, les inductances L_{ORTHO} et L_{FERRO} sont en série lorsque D1 ne conduit pas. La variation du courant est donc la même dans les deux inductances au cours de cette période. Étant donné que la tension au nœud V_O est plus basse que V_{IN}, la tension aux bornes de L_{ORTHO} doit être positive tandis que la tension aux bornes de L_{BIAS} doit être négative étant donné que la tension V_{BIAS} égale la tension d'entrée V_{IN}. Afin de permettre des tensions de polarités inverses aux bornes de L_{ORTHO} et L_{BIAS}, il apparaît normal d'ajouter la diode D2 entre le nœud V_O et la masse. Pendant la période où D1 ne conduit pas, la diode D2 conduit et la tension V_O est forcée à zéro.

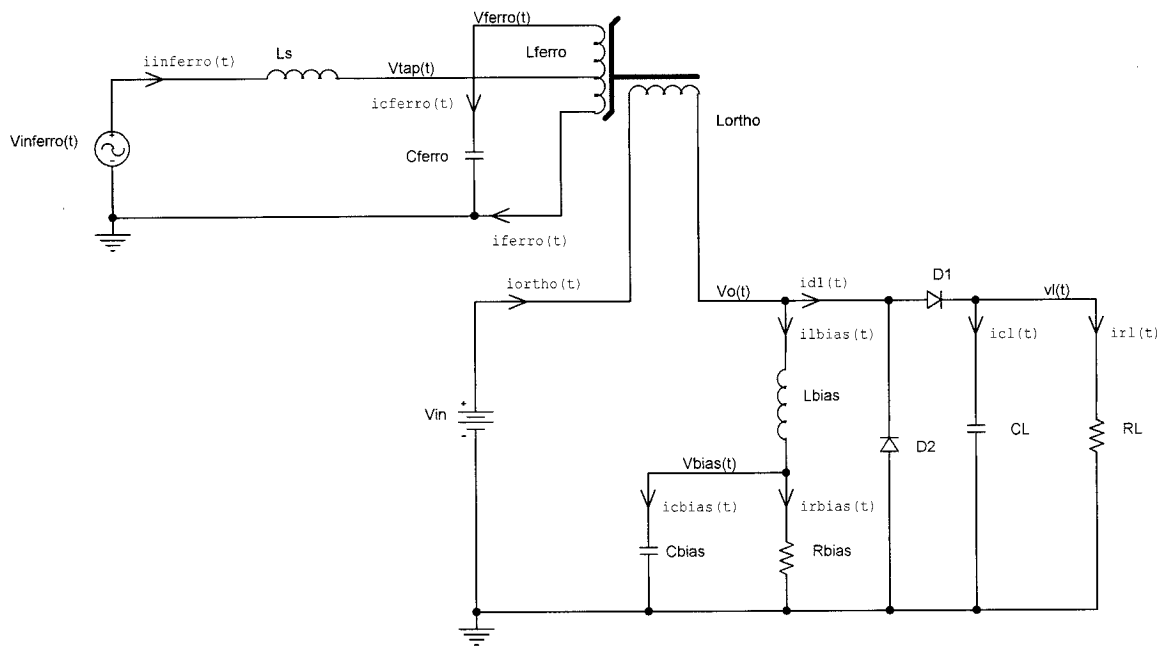


Figure 3.9: Convertisseur élévateur avec suppression des pertes CA dans R_{BIAS}

Malgré les améliorations, la résistance R_{BIAS} dissipe toujours une puissance égale à V_{IN} / R_{BIAS}. Pour éviter cela, la résistance est remplacée par une source de courant continue. Cette dernière peut être branchée aux bornes de L_{ORTHO} en conservant l'inductance L_{BIAS} en série pour bloquer la tension alternative au nœud V_O. La tension continue aux bornes de la source est très petite, étant donné qu'elle est égale à la somme

des chutes de potentiel CC dans L_{ORTHO} et L_{BIAS}, causées par la résistance de leurs enroulements respectifs. Pour des enroulements ayant une faible résistance et une grande valeur de L_{BIAS}, la puissance fournie ou absorbée par la source de courant est négligeable. Le convertisseur avec source de courant indépendante est présenté à la Figure 3.10.

Afin de simplifier la construction du transformateur paramétrique, il a été choisi de brancher le circuit de polarisation directement en parallèle avec L_{ORTHO}. Le flux de polarisation aurait aussi pu être généré à partir d'un troisième enroulement. Cela aurait offert l'avantage d'optimiser le nombre de tours en fonction du courant requis et des paramètres de L_{BIAS}. Cette technique offre aussi l'avantage que la source de courant peut être référencée à n'importe quel nœud du circuit étant donné que l'enroulement est isolé. Finalement, le circuit de polarisation peut aussi être remplacé ou combiné avec un aimant permanent inséré dans le circuit magnétique.

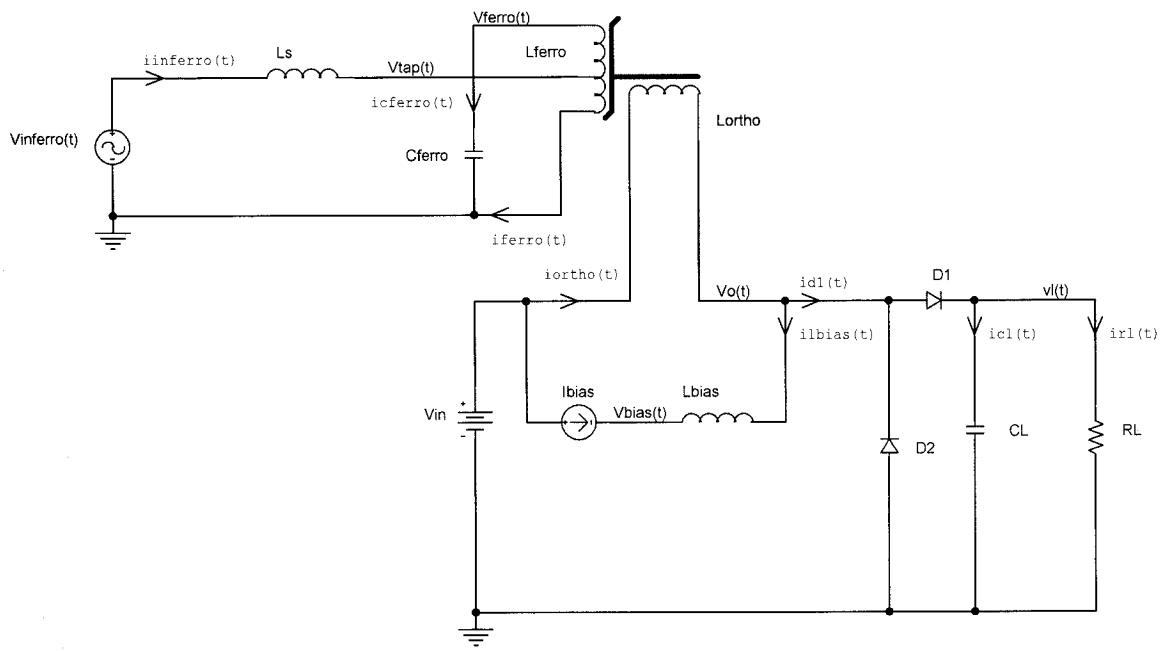


Figure 3.10: Convertisseur élévateur avec source de courant indépendante

3.3.2 *Fonctionnement du circuit*

Il est supposé au départ que la source V_{IN} est branchée, mais que la source de polarisation I_{BIAS} et le circuit ferrorésonant ne sont pas alimentés. Un courant continu circule dans l'inductance L_{ORTHO}:

$$I_{ORTHO_0} = \frac{V_{IN} - V_D}{R_L} \tag{3.25}$$

où V_D est la chute de potentiel aux bornes de la diode D1. Cette valeur de courant est faible comparativement au courant qui fait saturer L_{ORTHO}. La valeur de l'inductance dans cet état est élevée et peut être calculée à partir de la réluctance de l'équation (3.6).

3.3.2.1 Circuit ferrorésonant

Si le circuit ferrorésonant est alimenté, la tension aux bornes de l'inductance ferrorésonante augmente graduellement et le circuit entre en ferrorésonance. Étant donné que le flux est proportionnel à l'intégrale de la tension, si la tension est de forme sinusoïdale, ce premier est de forme cosinusoïdale négative. Au fur et à mesure que le flux augmente, l'inductance diminue et le courant augmente à un rythme plus rapide. Lorsque la tension est nulle, le flux atteint sa valeur maximale ou minimale.

3.3.2.2 Tension aux bornes de l'inductance orthogonale

Afin de continuer l'analyse, la polarité de la tension aux bornes de L_{ORTHO} doit être déterminée. Si elle est négative, D1 est polarisée en direct, tandis que D2 est polarisée en inverse et le courant charge le condensateur C_L. L'équation (2.3), valide pour une caractéristique de magnétisation linéaire, est utilisée pour faire une approximation la tension:

$$v_{ORTHO}(t) \approx L_{ORTHO}(t)\frac{di_{ORTHO}(t)}{dt} + i_{ORTHO}(t)\frac{dL_{ORTHO}(t)}{dt} \tag{3.26}$$

Pour simplifier l'analyse, l'équation (3.26) est réécrite en remplaçant $L_{ORTHO}(t)$ et $i_{ORTHO}(t)$ par leurs valeurs moyennes approximatives et les dérivées par des différences:

$$v_{ORTHO} \approx \frac{L_{ORTHO_HAUT} + L_{ORTHO_BAS}}{2} \frac{\Delta i_{ORTHO}(t)}{\Delta t} + I_{ORTHO} \frac{L_{ORTHO_BAS} - L_{ORTHO_HAUT}}{\Delta t} \quad (3.27)$$

où L_{ORTHO_BAS} et L_{ORTHO_HAUT} sont respectivement les valeurs minimales et maximales de L_{ORTHO} cours d'un cycle. La valeur de L_{ORTHO_BAS} peut être définie en fonction de la valeur haute si le rapport des deux inductances est constant:

$$L_{ORTHO_BAS} \approx \frac{L_{ORTHO_HAUT}}{k} \qquad ; k \geq 1 \quad (3.28)$$

où k est le facteur de modulation d'inductance. Le courant dans L_{ORTHO} atteint sa valeur maximale après un quart de période, à une fréquence égale au double de la fréquence ferrorésonante. Ceci implique que:

$$\Delta t \cong \frac{1}{8f} \quad (3.29)$$

Si le courant est supposé comme ayant une forme sinusoïdale redressée simple alternance, il est possible d'écrire:

$$\Delta i \cong \frac{\pi V_L}{R_L} \quad (3.30)$$

La tension aux bornes de L_{ORTHO} en supposant que D1 conduit peut conséquemment être écrite à partir de (3.27), (3.28), (3.29) et (3.30):

$$V_{ORTHO_D1ON} \approx 8 f L_{ORTHO_HAUT} \left[\left(\frac{k+1}{2k} \right) \frac{\pi V_L}{R_L} + \left(\frac{1-k}{k} \right) \left(I_{BIAS} + \frac{V_L}{R_L} \right) \right] \quad (3.31)$$

Le premier terme de l'équation est positif étant donné que le courant dans L_{ORTHO} augmente. Si la somme du courant de polarisation et du courant moyen d'entrée est positive et que l'inductance varie d'une valeur haute à basse, le deuxième terme de l'équation est négatif. Si le courant de polarisation moyen total est plus grand que la valeur crête du courant dans la diode, le résultat de l'équation est négatif. Donc, si la diode D1 conduit, l'équation de la tension de sortie est:

$$V_L = V_{IN} - V_{ORTHO_DION} - V_D$$
$$V_L \approx V_{IN} - 8fL_{ORTHO_HAUT}\left[\left(\frac{k+1}{2k}\right)\frac{\pi V_L}{R_L} + \left(\frac{1-k}{k}\right)\left(I_{BIAS} + \frac{V_L}{R_L}\right)\right] - V_D \quad (3.32)$$

La tension de sortie est obtenue en l'isolant de l'expression précédente:

$$V_L \approx \frac{V_{IN} - V_D + \left(8fL_{ORTHO_HAUT}\left(\frac{k-1}{k}\right)I_{BIAS}\right)}{1 + \left(\frac{8fL_{ORTHO_HAUT}}{R_L}\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{k+1}{k}\right) - \left(\frac{k-1}{k}\right)\right)\right)} \quad (3.33)$$

où I_{ORTHO} est le courant moyen dans L_{ORTHO}.

Tel que démontré à la section 2.3.2, une certaine quantité d'énergie est requise durant la transition de L_{ORTHO_HAUT} à L_{ORTHO_BAS} pour faire baisser la quantité d'énergie emmagasinée dans l'inductance. Ce travail est fourni par la FMM ferrorésonante lorsque que le courant traversant L_{FERRO} transite d'une valeur nulle à sa valeur maximale. La balance d'énergie transférée à L_{ORTHO}, et finalement à la charge étant donné que la diode D1 est polarisée en direct.

Dans le cas où I_{ORTHO} est négatif (polarisation avec I_{BIAS} plus grand que le courant d'entrée), la tension est positive au cours de la transition précédemment étudiée. Étant donné que la diode D1 est polarisée en inverse, l'énergie pour avoir fait diminuer l'inductance ne peut pas être transmise à la charge et est plutôt renvoyée à la source à travers D2.

Lors de la transition d'une valeur d'inductance basse à haute, la tension change de polarité. La diode D1 est polarisée en inverse et le condensateur se décharge dans R_L. L'augmentation de l'inductance implique une diminution d'énergie dans le noyau et un transfert d'énergie vers le circuit ferrorésonant est effectué.

3.3.2.3 Courant de polarisation

L'équation (3.31) montre qu'un courant de polarisation est essentiel pour l'opération du circuit. En utilisant cette équation, il est possible de trouver la valeur minimale du courant de polarisation qui donne une tension négative aux bornes de L_{ORTHO}:

$$I_{BIAS_MIN} \approx \left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{k+1}{k-1}\right)-1\right)\frac{V_L}{R_L} \tag{3.34}$$

L'observation de l'équation (3.31) montre que la tension de sortie va augmenter au fur et à mesure que le courant de polarisation augmente. Ceci suggère que le contrôle de la tension de sortie peut être fait en ajustant le courant de polarisation, autant que par la tension d'entrée ou la fréquence du circuit ferrorésonant.

Par contre, si I_{ORTHO} augmente, L_{ORTHO_HAUT} diminue étant donné que la perméabilité du noyau baisse. Si I_{ORTHO} est augmenté jusqu'à une valeur qui fait saturer complètement le dispositif, la valeur de L_{ORTHO_HAUT} est égale à la valeur L_{ORTHO_BAS} et la tension aux bornes de l'inductance est nulle.

Cette observation et l'équation (3.33) indiquent qu'il existe une condition optimale pour transférer le plus de puissance possible à la charge. Cette condition est fonction L_{ORTHO_BAS} et L_{ORTHO_HAUT}, ainsi que du courant de polarisation. La fréquence d'opération, la valeur de R_L et bien sûr celle de V_{IN} vont aussi influencer directement V_L.

3.3.3 Indicateurs de performance

3.3.3.1 Gain de puissance effective

Pour simplifier le calcul de A_{PEFF}, il est supposé que la tension observée aux bornes de L_{ORTHO} est de forme rectangulaire, variant entre (V_L+V_D-V_{IN}) sur une période D/2f et (–V_{IN}+V_D) sur une période (1-D)/2f. Sachant que la tension moyenne aux bornes d'une inductance est nulle, il est possible d'écrire:

$$D(V_L + V_D - V_{IN}) - (1-D)(V_{IN} - V_D) = 0 \tag{3.35}$$

En négligeant la chute de potentiel dans les diodes:

$$A_V \cong \frac{V_L}{V_{IN}} = \frac{1}{D} \tag{3.36}$$

La puissance de sortie lorsque le convertisseur n'élève pas la tension est:

$$P_{L_0} = \frac{V_{IN}^2}{R_L} \tag{3.37}$$

Lorsque le convertisseur élève la tension, la puissance de sortie est:

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{V_{IN}^2}{D^2 R_L} \tag{3.38}$$

Étant donné que le courant moyen d'entrée égale celui de sortie, la puissance d'entrée est:

$$P_{IN} = V_{IN} I_{IN} = V_{IN} I_L = V_{IN} \frac{V_L}{R_L} = V_{IN} \frac{V_{IN}}{DR_L} = \frac{V_{IN}^2}{DR_L} \tag{3.39}$$

Assumant un convertisseur sans perte, la différence de puissance entre la sortie et l'entrée doit provenir de $V_{INFERRO}$:

$$P_{FERRO} = P_L - P_{IN} = \frac{V_{IN}^2}{D^2 R_L} - \frac{V_{IN}^2}{DR_L} = \frac{V_{IN}^2}{D^2 R_L}(1-D) \tag{3.40}$$

Finalement, A_{PEFF} est calculé à partir de l'équation (2.72):

$$A_{PEFF} = \frac{P_{EFF}}{P_{EFF_0}} \cong \frac{P_L - P_{FERRO}}{P_{L_0}} = \frac{\frac{V_{IN}^2}{D^2 R_L} - \frac{V_{IN}^2}{D^2 R_L}(1-D)}{\frac{V_{IN}^2}{R_L}} = \frac{1}{D} = A_V \tag{3.41}$$

Cette équation montre que plus D est petit, plus A_{PEFF} et A_V sont grand. Pour un rapport cyclique de 50 %, le gain est égal à 2. Dans cette topologie de convertisseur, le gain de puissance effectif dépend seulement du rapport cyclique, c'est-à-dire de l'allure de V_{ORTHO}.

3.3.3.2 Rapport des puissances d'entrée

Le rapport des puissances d'entrée du circuit peut être calculé avec l'équation (2.76):

$$A_{IN} = \frac{\Delta P_{IN}}{P_{FERRO}} = \frac{\frac{V_{IN}^{\ 2}}{DR_L} - \frac{V_{IN}^{\ 2}}{R_L}}{\frac{V_{IN}^{\ 2}}{D^2 R_L}(1-D)} = D \tag{3.42}$$

En comparant avec l'équation (3.41), il est possible d'écrire la relation existant entre les indicateurs de performance:

$$A_{IN} = \frac{1}{A_{PEFF}} = \frac{1}{A_V} \tag{3.43}$$

Cette expression montre que, par exemple, la puissance d'entrée sera la moitié de celle fournie au circuit ferrorésonant si le gain de puissance effective est égal à 2. A_{IN} ne peut malheureusement pas être supérieur à 1, ce qui implique qu'un gain de contrôle de puissance n'est pas possible avec cette topologie.

4 RÉALISATION ET TESTS

Les calculs et détails de réalisation du transformateur paramétrique à deux noyaux en "C" et du convertisseur complet sont présentés en Annexe F, tandis que ceux du nouveau type de transformateur paramétrique de la section 3.1.5 sont en Annexe E.2. Le présent chapitre rapporte seulement les résultats de test importants pour la version à deux noyaux en "C". Les résultats de test du nouveau type de transformateur paramétrique sont présentés en Annexe E.3. Le schéma de montage est présenté à la figure G.2 tandis que les procédures de test sont détaillées en annexe G.3.

La section 4.1 présente les résultats de caractérisation du transformateur paramétrique. À la section 4.1.1, le dispositif est caractérisé en terme d'inductance de chacun de ses deux enroulements en fonction de son propre courant moyen et du courant de l'autre enroulement. La section 4.1.2 montre une estimation des courbes B-H vues de chacun des enroulements, calculées à partir des mesures de courant et de tension. Finalement, la section 4.1.3 rapporte les résultats de caractérisation en fréquence.

La section 4.2 montre les principaux résultats de caractérisation du circuit ferrorésonant seul, c'est-à-dire avec l'enroulement orthogonal débranché du reste du convertisseur.

La section 4.3 présente la caractérisation sommaire du circuit L-R à inductance variable et l'évaluation du cycle de transfert de puissance du transformateur paramétrique dans les conditions d'opération optimales trouvées.

La section 4.4 rapporte les résultats de test du convertisseur hacheur élévateur complet. La section 4.4.1 présente les principaux résultats de caractérisation du circuit en fonction de ses conditions d'opération. La section 4.4.2 s'intéresse à l'analyse du cycle de transfert de puissance pour des conditions d'opération optimales.

4.1 CARACTÉRISATION DU DISPOSITIF ORTHOGONAL

4.1.1 Mesure de l'inductance en fonction du courant

Le premier test consiste à mesurer l'inductance L_{ORTHO} en fonction de l'application de son propre courant moyen, ainsi qu'en fonction de celui circulant dans L_{FERRO}. Il est ainsi possible de mesurer l'autosaturation de L_{ORTHO}, ainsi que l'effet de I_{FERRO} sur L_{ORTHO}. L'inductance est aussi fonction de l'amplitude du signal d'excitation et de la fréquence. Pour le présent test, ces deux paramètres sont respectivement fixés à 1 VEFF et 8 kHz.

Les résultats sont présentés à la Figure 4.1. La valeur d'inductance initiale est 385 µH, ce qui est proche de la valeur calculée à l'annexe F.1. Le courant d'autosaturation de L_{ORTHO} est d'environ 3 A, mais un courant de 250 mA dans L_{FERRO} réussi à faire changer sa valeur de 50 %.

La Figure 4.2 montre les résultats du même test répété pour L_{FERRO}. La valeur de l'inductance à vide est de 35,2 mH, ce qui est deux fois et demi supérieur à la valeur calculée à l'annexe F.2. Cette différence est due au fait que la perméabilité réelle est beaucoup plus grande que la valeur inscrite dans les fiches techniques. Étant donné que L_{FERRO} ne possède pas d'entrefer, l'inductance diminue beaucoup plus rapidement (notez la présence de l'échelle logarithmique).

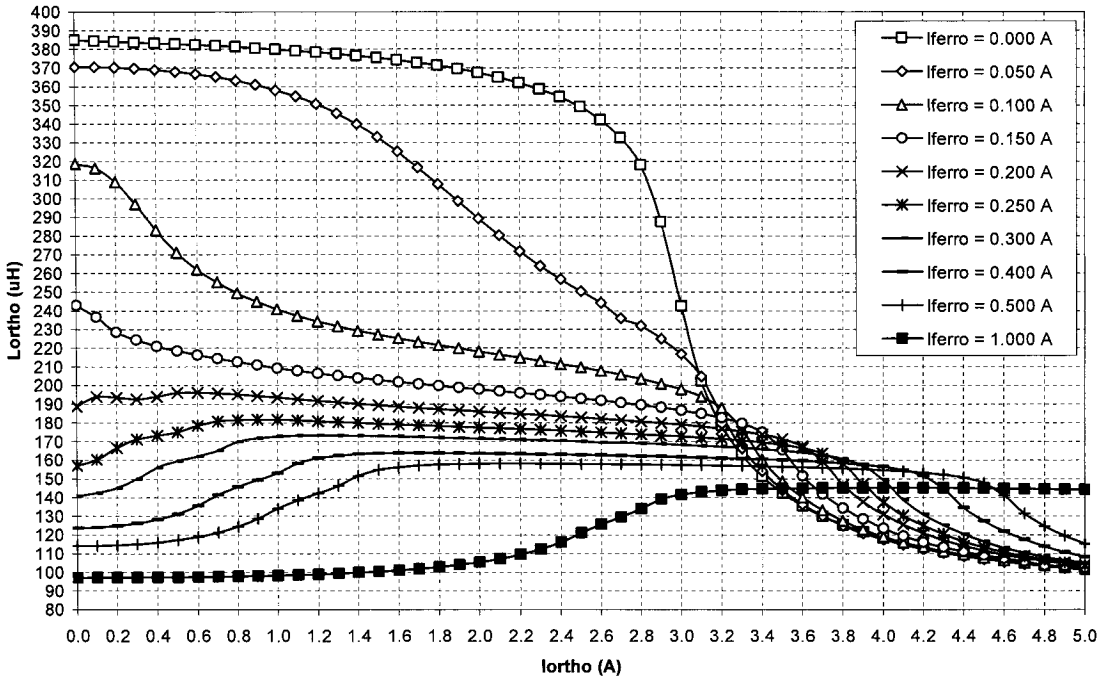


Figure 4.1: L_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} pour différents I_{FERRO}

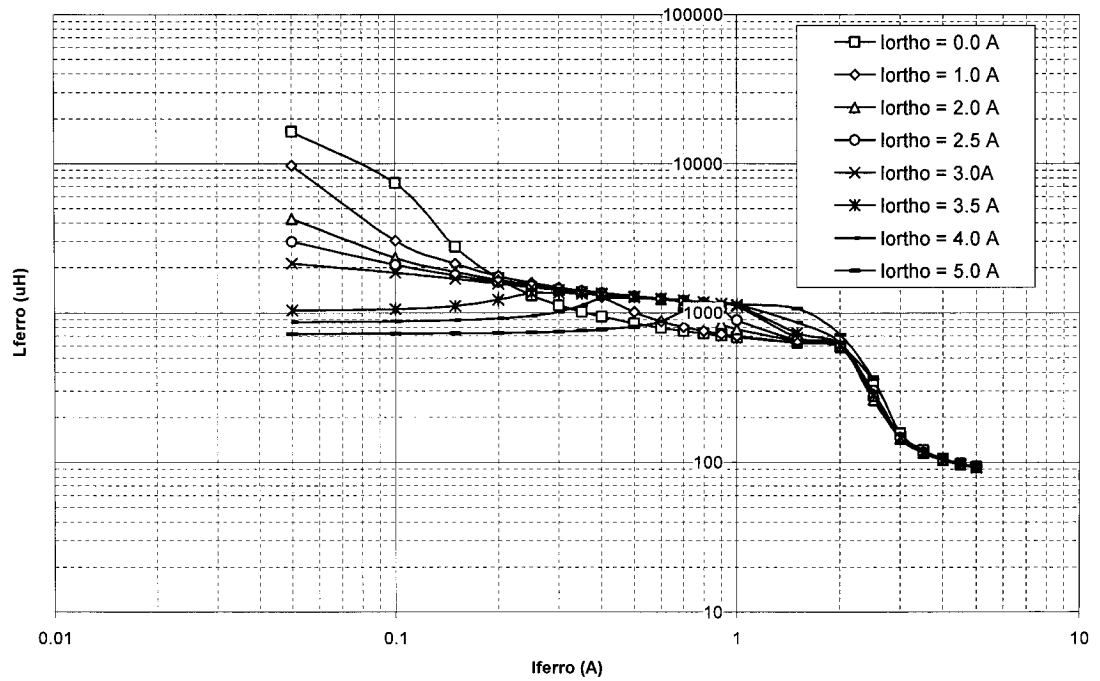


Figure 4.2: L_{FERRO} en fonction de I_{FERRO} pour différents I_{ORTHO}

4.1.2 Estimation de la courbe B-H

Le deuxième test consiste à estimer la courbe B-H du dispositif à partir des mesures de tension et de courant. La valeur de H est estimée à partir du nombre de tours et de la longueur effective calculés à l'Annexe F. La valeur de B est déterminée en intégrant la tension et en la divisant par le nombre de tours et l'aire effective.

Il est aussi possible d'extrapoler la courbe B-H à partir des mesures d'inductance des figures Figure 4.1 et Figure 4.2. En effet, sachant que:

$$H_j = \frac{NI_j}{l_e} \tag{4.1}$$

$$B_j = \int \mu_j \, dH_j = \int \frac{L_j l_e}{A_e N^2} dH_j \tag{4.2}$$

où j est l'indice de la mesure, alors,

$$B_j \cong B_{(j-1)} \left[\frac{l_e}{A_e N^2} \left(\frac{L_j + L_{(j-1)}}{2} \cdot \left(H_j - H_{(j-1)} \right) \right) \right] - B_r \tag{4.3}$$

La figure 4.3 montre la courbe B-H vue de L_{ORTHO} pour une tension d'excitation de 50 VEFF générée à partir des mesures de courant et de tension, superposée à celle obtenue à partir des valeurs d'inductance de la Figure 4.1 pour un courant dans L_{FERRO} nul.

Les courbes de magnétisation vues de L_{FERRO} obtenues par les deux méthodes pour différents I_{ORTHO} sont présentées à la Figure 4.4 et à la Figure 4.5.

Les courbes B-H ont aussi été dérivées pour déduire la variation de la perméabilité relative équivalente en fonction de la densité de flux. Les résultats sont présentés en annexe H.1.

Le tableau 4.1 montre un résumé comparatif entre les données des fiches techniques du matériau proposées par le manufacturier en annexe I.1 et celles mesurées par test.

Tableau 4.1: Comparaison entre les données du manufacturier et les données mesurées

Paramètre	Symbole	Fiche technique		Mesures	
		Valeur	Condition	Valeur	Condition
Perméabilité relative initiale	μ_i	2400	25 °C, B ≤ 1 mT	6685	T_A, B ≤ 1 mT
Densité de flux rémanent (T)	B_r	0,2	(maximum)	0,06	H_m = 1040 At/m
Perméabilité relative à la rémanence	μ_r	N.D.		≈8750	H_m = 1040 At/m
Champ coercitif (A/m)	H_c	18,4	(maximum)	7	H_m = 1040 At/m
Densité de flux de saturation	B_s	0,48		0,55	H = 855 At/m
Perméabilité relative à la saturation	μ_s	N.D.		115	H = 855 At/m

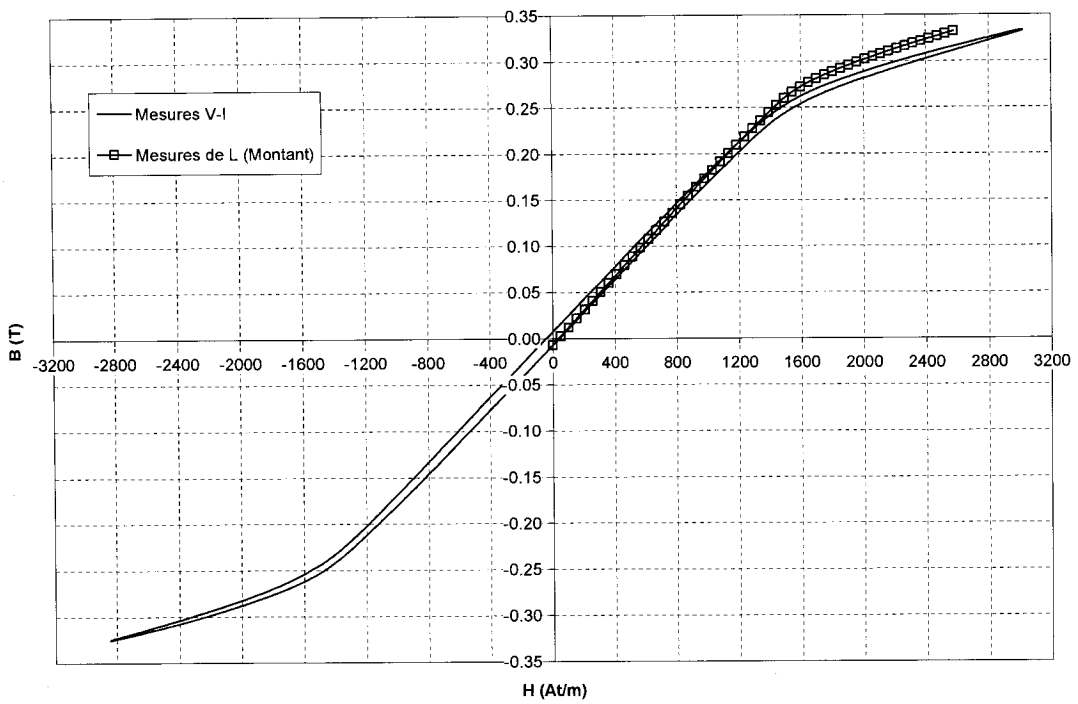


Figure 4.3: Courbes B-H de L_{ORTHO} obtenues par les deux méthodes

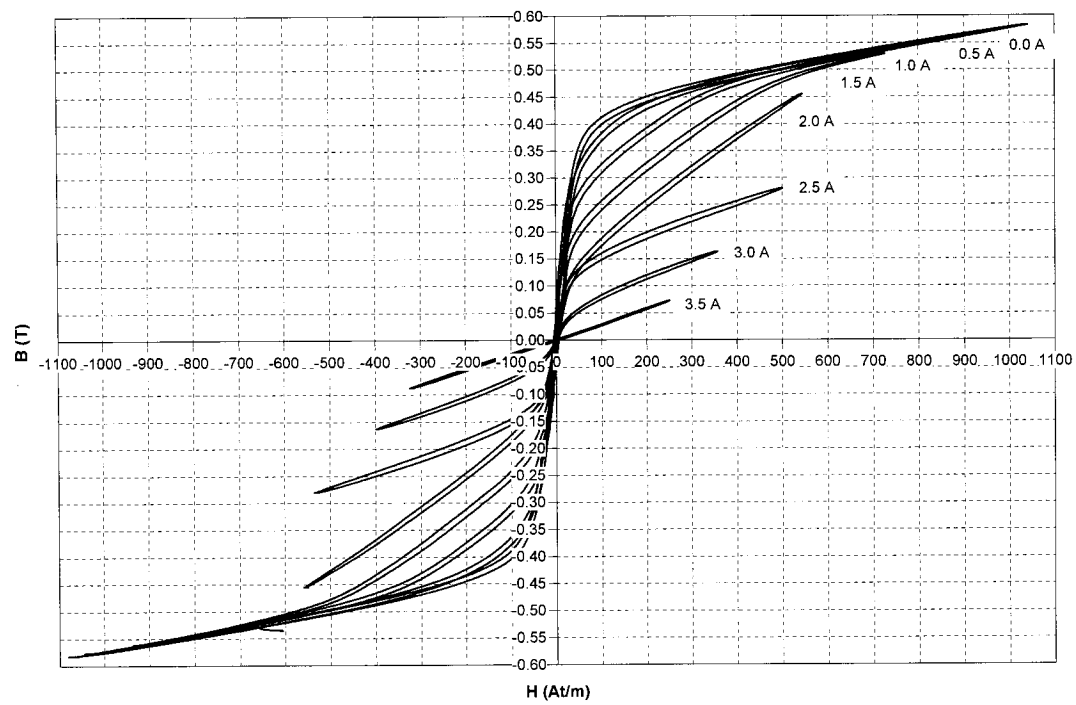


Figure 4.4: Courbes B-H de L_{FERRO} estimée à partir des mesures courant-tension

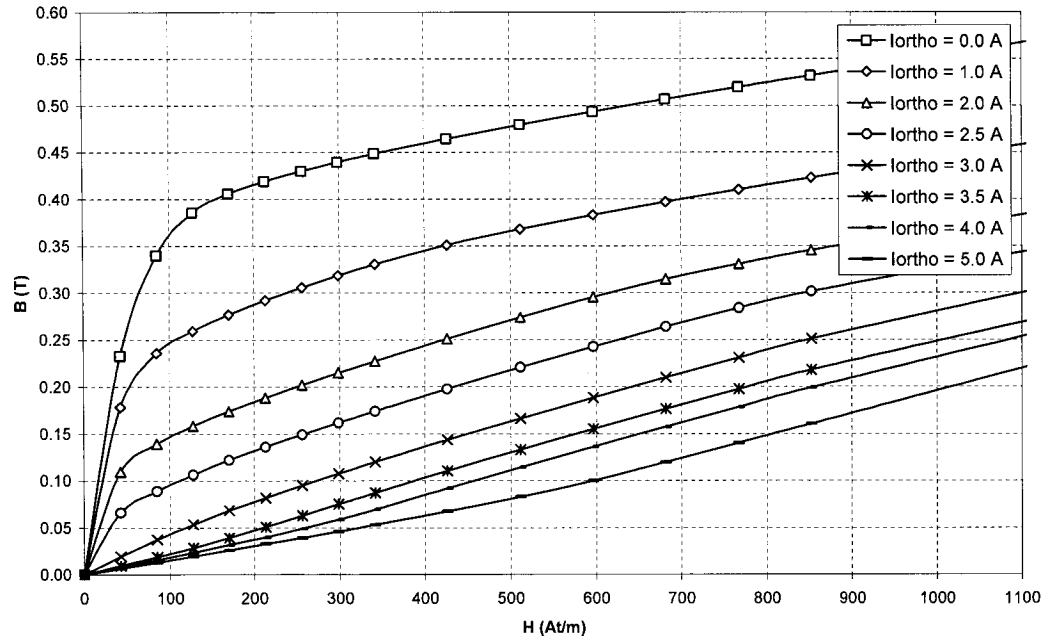


Figure 4.5: Courbes B-H de L_{FERRO} estimée à partir des mesures d'inductance

4.1.3 *Caractérisation en fréquence*

Les mesures d'impédance et de phase en fonction de la fréquence pour L_{FERRO} sont présentées à la Figure 4.6. La fréquence de résonance est de 231 kHz, ce qui est loin de la fréquence d'opération. Les mesures pour L_{ORTHO} sont quant à elles présentées à la Figure 4.7. La fréquence de résonance est cette fois de 1,82 MHz. Finalement, la Figure 4.8 montre la réponse en fréquence de l'inductance de polarisation L_{BIAS}.

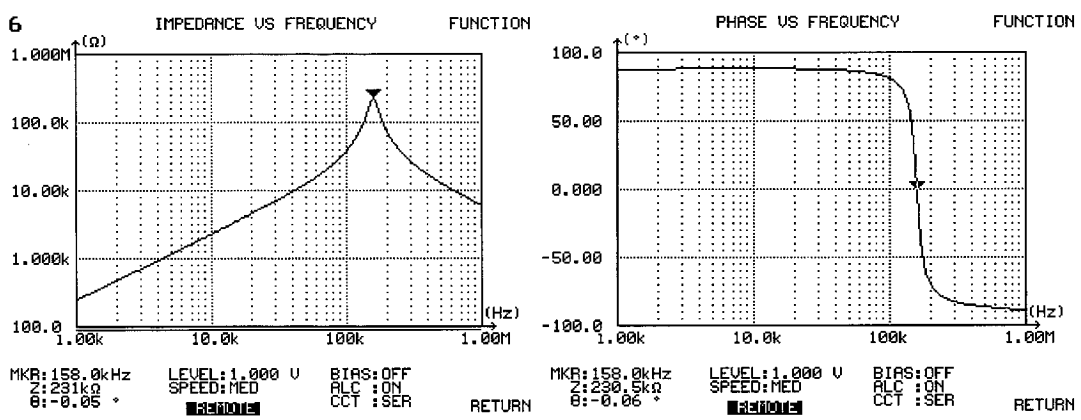


Figure 4.6: Caractéristique Z-θ de L_{FERRO}

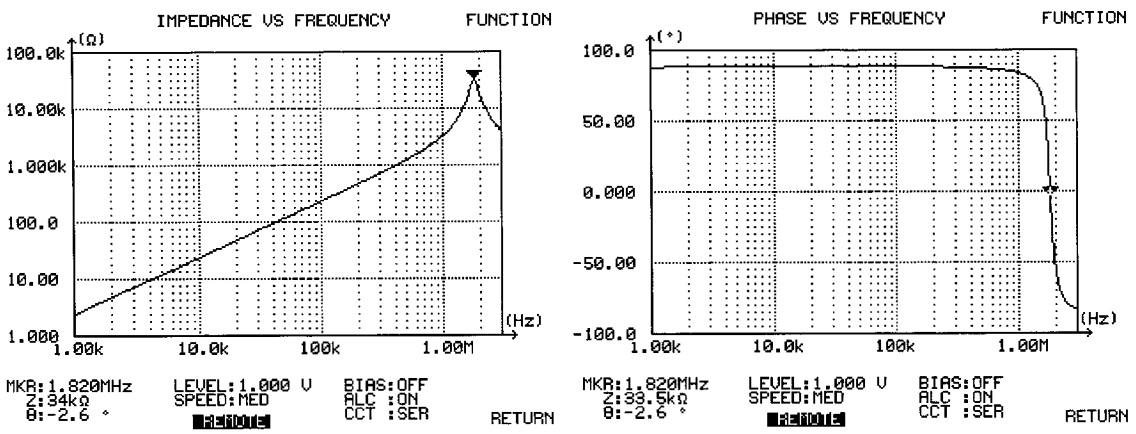


Figure 4.7: Caractéristique Z-θ de L_{ORTHO}

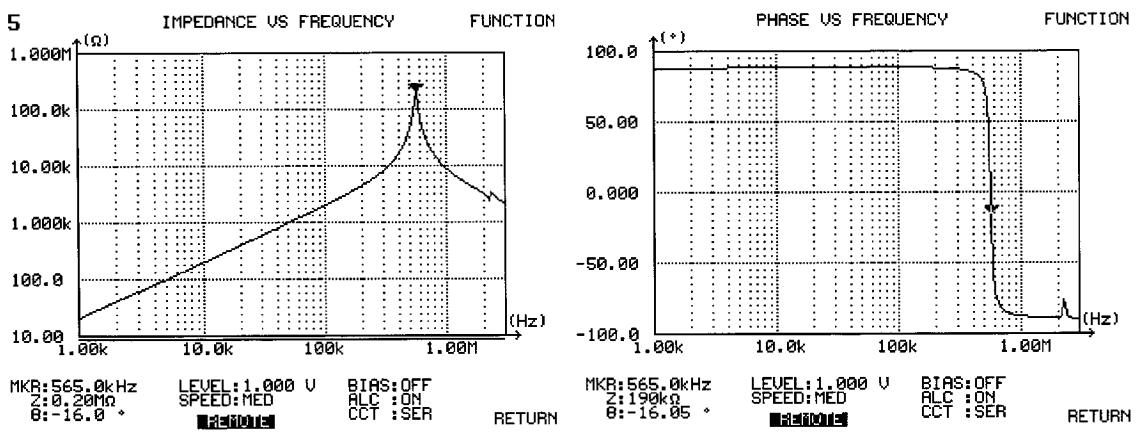


Figure 4.8: Caractéristique Z-θ de L_{BIAS}

4.2 CIRCUIT FERRORÉSONANT À VIDE

La Figure 4.9 montre la variation de V_{FERRO} en fonction de la fréquence pour différents $V_{INFERRO}$. La tension augmente graduellement jusqu'à la ferrorésonance. Lorsque cet état est atteint, la tension continue de croître proportionnellement à la fréquence tel que prédit par l'équation (3.14). Si la tension d'entrée baisse ou que la fréquence s'éloigne de la fréquence de résonance, la ferrorésonance arrête. En augmentant la tension d'entrée, la plage de fréquence où il se produit la ferrorésonance s'élargit. Pour des tensions plus élevées que celles utilisées pour les tests de cette section, il se produit toujours un état de ferrorésonance à l'intérieur de la plage de fréquences testées. Il est à noter que le

changement à l'état de ferrorésonance est sujet à une hystérésis par rapport à sa tension d'excitation, laquelle n'est pas montrée sur la Figure 4.9, mais est rapportée dans les tests de caractérisation du circuit complet (voir figure H.22).

La Figure 4.10 montre la consommation de puissance en fonction de la fréquence pour différentes tensions d'entrée. Les pertes sont majoritairement fonction de la fréquence et non de la tension d'entrée. Les pertes sont principalement localisées dans le noyau du transformateur paramétrique. Si $V_{INFERRO}$ n'affecte pas de façon significative V_{FERRO}, elle affecte par contre la tension aux bornes de L_S. Ceci se traduit par une dégradation du facteur de puissance.

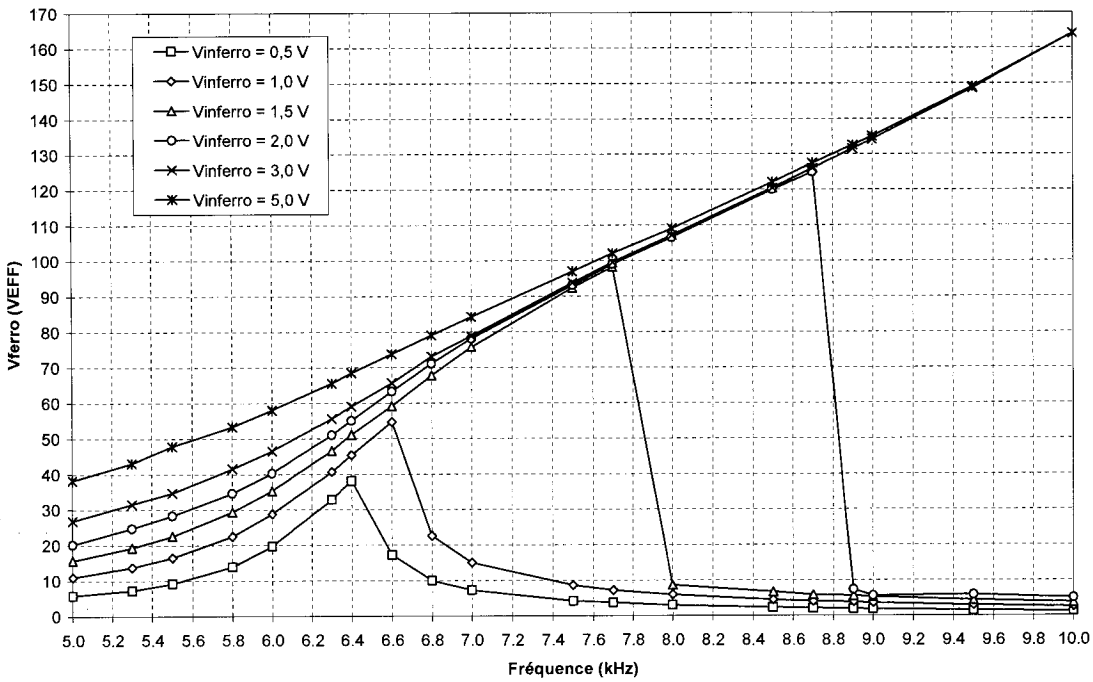


Figure 4.9: V_{FERRO} en fonction de f pour différents $V_{INFERRO}$

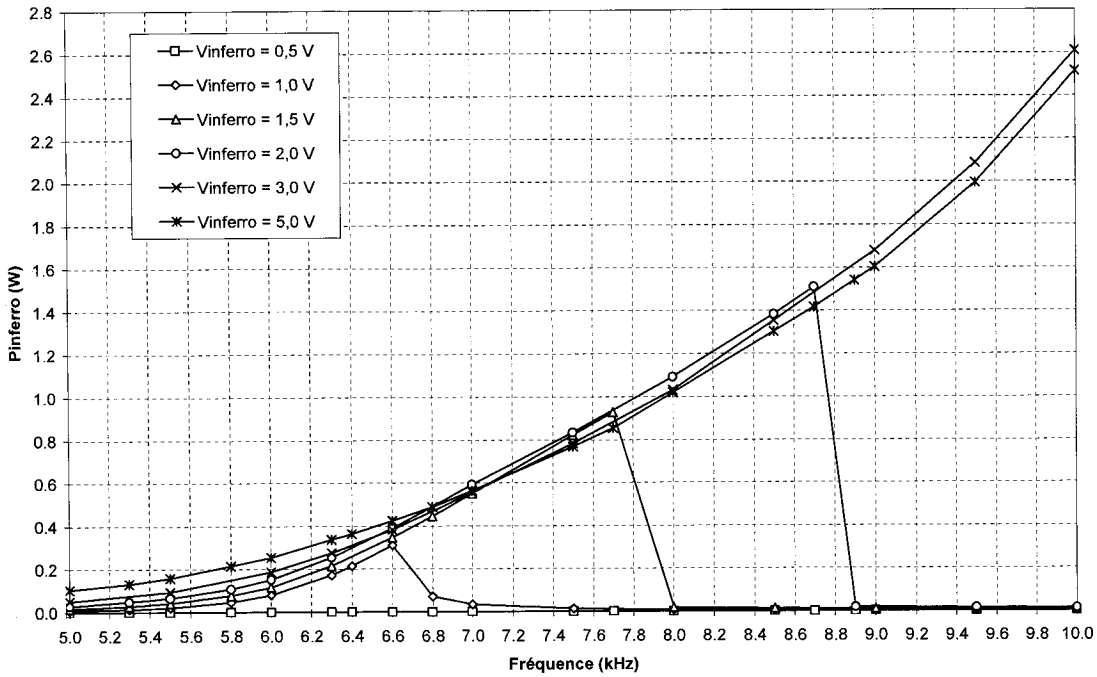


Figure 4.10: $P_{INFERRO}$ en fonction de f pour différents $V_{INFERRO}$

4.3 CIRCUIT L-R

4.3.1 Caractérisation

La présente section s'intéresse aux tests de caractérisation du circuit L-R à inductance variable en fonction de I_{ORTHO} et de R_L. Durant ces tests, V_{IN} et $V_{INFERRO}$ sont respectivement fixées à 25 VCC et 15 VEFF. La fréquence est maintenue à 8 kHz.

La variation des indicateurs de performance, tel que définis à la section 2.5, en fonction de I_{ORTHO} est présentée à la Figure 4.11. Tel que prévu par l'analyse de la section 3.3.2.3, il existe une valeur de I_{ORTHO} pour laquelle V_{ORTHO} est maximale. C'est aussi pour ce courant que le transfert de puissance entre $V_{INFERRO}$ et R_L est maximal. Tel que prévu par la théorie, la tension V_L et la puissance moyenne fournie par V_{IN} ne changent pas. Cela se traduit respectivement par un gain de tension unitaire et une valeur de A_{IN} nulle. Le facteur de puissance est maximal pour une valeur de I_{ORTHO} se rapprochant de celle qui offre le meilleur transfert de puissance. Ce dernier chute par contre rapidement pour des

courants plus élevés étant donné que la tension aux bornes de L_S augmente. Les pertes sont approximativement constantes jusqu'au courant optimal puis diminuent pour un courant plus élevé. L'efficacité est calculée en tenant compte ou non des pertes dans L_{BIAS}. Ces dernières sont plus importantes à de forts courants de polarisation étant donné qu'elles sont approximativement proportionnelles au carré du courant.

La Figure 4.12 montre que les indicateurs de performance sont en général meilleurs lorsque R_L est faible. Le facteur de puissance n'est par contre presque pas affecté par la charge.

Les autres résultats de caractérisation en fonction de I_{ORTHO} sont présentés en annexe H.2.1 tandis que ceux en fonction de R_L sont présentés en annexe H.2.2.

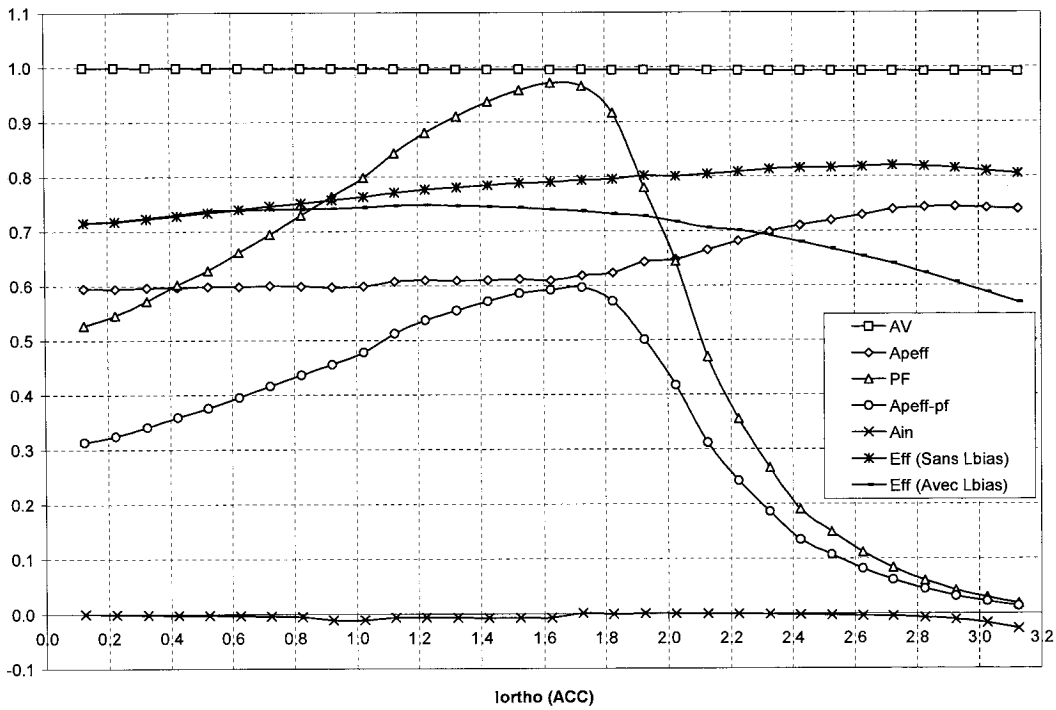


Figure 4.11: Indicateurs de performance en fonction de I_{ORTHO} (R_L = 200 Ω)

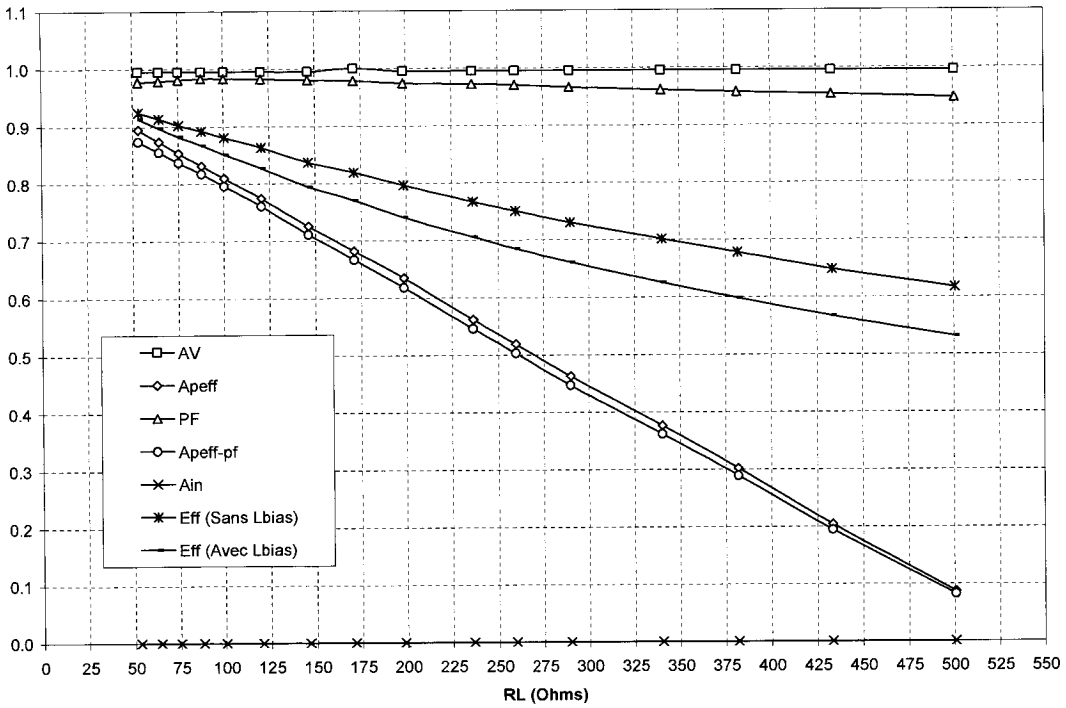


Figure 4.12: Indicateurs de performance en fonction de R_L (I_{ORTHO} = 1,7 A)

4.3.2 *Cycle de transfert de puissance*

La présente section s'intéresse au cycle de transfert de puissance du transformateur paramétrique lorsque branché comme inductance variable dans le circuit L-R. Les conditions sont une tension V_{IN} de 25 VCC, une tension $V_{INFERRO}$ de 15 VEFF, une fréquence de 8 kHz, et une charge de 200 Ω.

La Figure 4.13 superpose la tension mesurée aux bornes de L_{FERRO1} et L_{ORTHO} pour une valeur de I_{ORTHO} nulle, tandis que la Figure 4.14 montre les courants traversant les enroulements. Tel que prévu par la théorie, i_{FERRO} est maximal ou minimal lorsque la tension est nulle. La tension v_{ORTHO} est presque zéro étant donné que le courant de polarisation est inexistant et que le couplage direct est faible.

Les tests sont ensuite répétés pour un courant I_{ORTHO} de 1,7 A, c'est-à-dire le courant offrant le meilleur transfert de puissance. Tel que montré à la Figure 4.15, v_{ORTHO} fluctue

au double de la fréquence du circuit ferrorésonant, étant donné que l'inductance varie au double de la fréquence.

Afin de vérifier le modèle mathématique de la section 3.1.4, les tensions de la Figure 4.15 ont été utilisées pour calculer les courants circulant dans les enroulements à partir des équations (3.12). Les résultats des simulations sont superposés aux formes d'onde de courant mesurées à la Figure 4.16. Les différences entre les résultats mesurés et ceux obtenus par simulation s'expliquent par plusieurs raisons, mais principalement parce que les pertes ont été négligées du modèle. En effet, les courants simulés de la Figure 4.16 sont plus élevés que les courants mesurés. Le modèle magnétique approximatif de la Figure 3.4, la courbe de magnétisation estimée par une fonction polynomiale tronquée, l'ignorance de la présence de la prise sur L_{FERRO} et la négligence de la résistance et de l'inductance de fuite des enroulements sont aussi des facteurs d'erreur. Néanmoins, le modèle mathématique permet d'obtenir une bonne approximation.

La Figure 4.17 montre la puissance absorbée par chacun des deux enroulements, calculée à partir des produits des courants et des tensions de la Figure 4.15 et Figure 4.16. Tel que prévu par la théorie, la puissance est absorbée par L_{FERRO} lors de sa transition d'une valeur d'inductance haute (Lmax) à basse (Lmin), tandis qu'elle est retournée au circuit ferrorésonant lors de la transition inverse. La direction de transfert de puissance se fait dans l'autre direction du côté de l'enroulement orthogonal. À partir de la somme des deux puissances, il peut aussi être constaté qu'une certaine quantité d'énergie est libérée lorsque l'inductance diminue de valeur. Le phénomène inverse se produit lors de l'augmentation de l'inductance, ce qui est aussi en accord avec la théorie. La puissance totale moyenne est positive et représente les pertes.

La Figure 4.18 montre la courbe B-H reconstituée à partir des mesures de courant et de tension. La courbe calculée à partir des résultats de simulation est superposée sur la figure. La courbe B-H pour L_{FERRO} est construite autour du même parcours qu'à la Figure 4.4 (I_{ORTHO} = 1,5 A). L'aire intérieure est plus grande étant donné qu'en plus des pertes d'hystérésis, une grande partie de la puissance est transférée à la charge. Les cycles de transfert du côté de L_{ORTHO} sont doubles étant donné que la fréquence de v_{ORTHO} est le

double de v_{FERRO}. La simulation réussit plus difficilement à prédire la valeur moyenne de H, étant donné que le modèle néglige les pertes.

Finalement, la Figure 4.19 montre la variation de la perméabilité relative équivalente de L_{FERRO} à travers un cycle, estimée à partir des valeurs de tension et de courant. La comparaison avec la caractéristique de la figure H.3 montre que la saturation du dispositif est assez profonde. Il peut être aussi confirmé en comparant avec la Figure 4.15 que v_{ORTHO} est élevée lorsque la variation de l'inductance est importante, ce qui est en accord avec l'équation (3.26).

Il est important de constater que les mesures effectuées sur le circuit L-R sont aussi en accord avec les résultats de simulation de la Figure 2.10 effectuée pour l'inductance à entrefer variable. Ces tests confirment donc que le mécanisme de transfert d'énergie s'effectue de manière similaire pour deux moyens complètement différents de faire varier l'inductance.

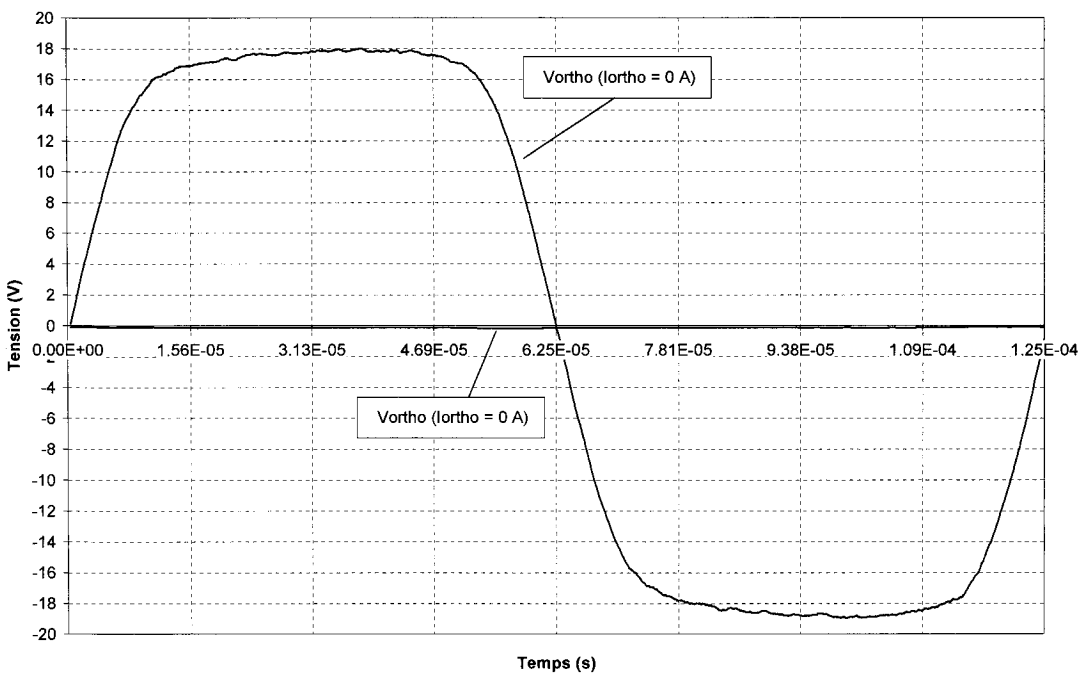


Figure 4.13: Tensions mesurées ($I_{ORTHO} = 0$)

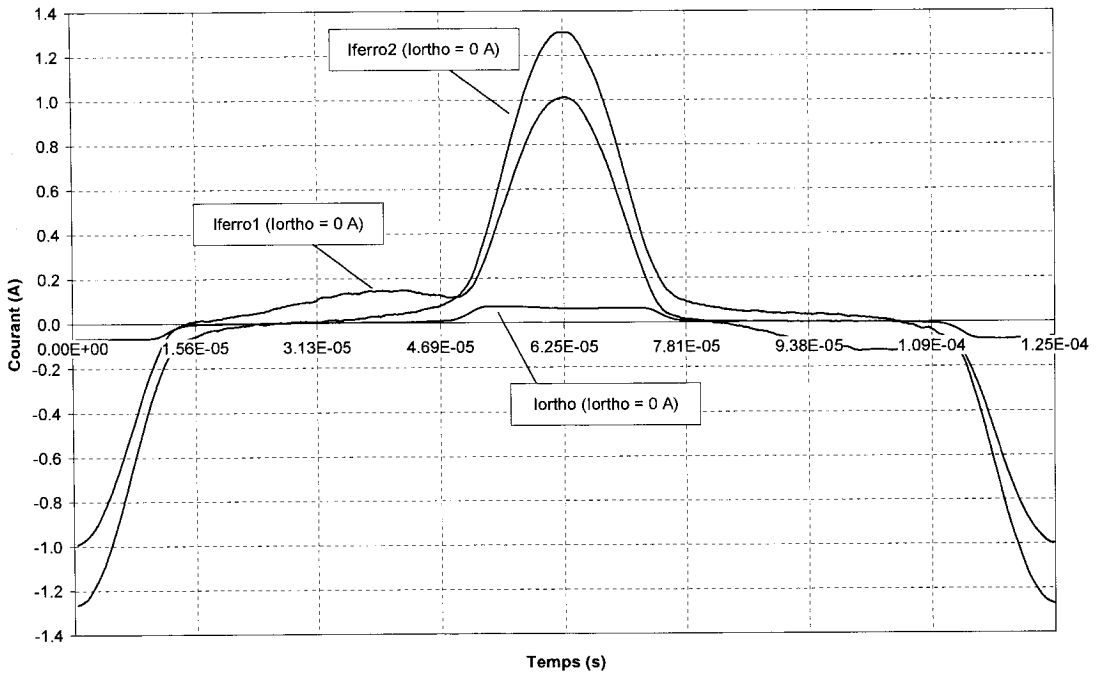


Figure 4.14: Courants mesurés ($I_{ORTHO} = 0$)

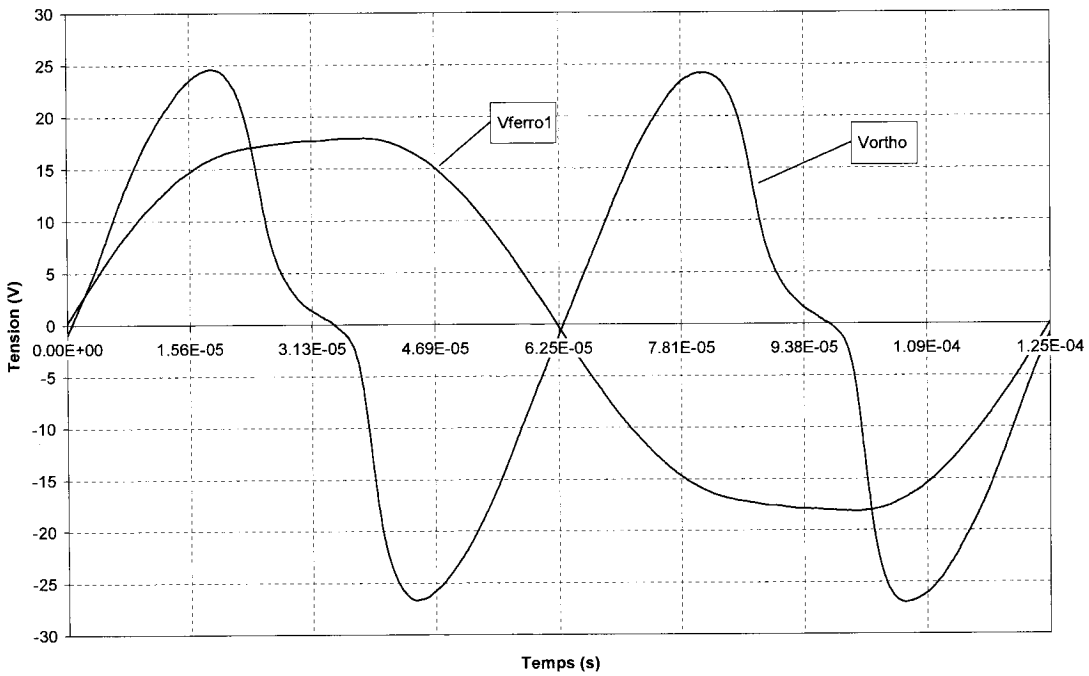


Figure 4.15: Tensions mesurées ($I_{ORTHO} = 1,7$ A)

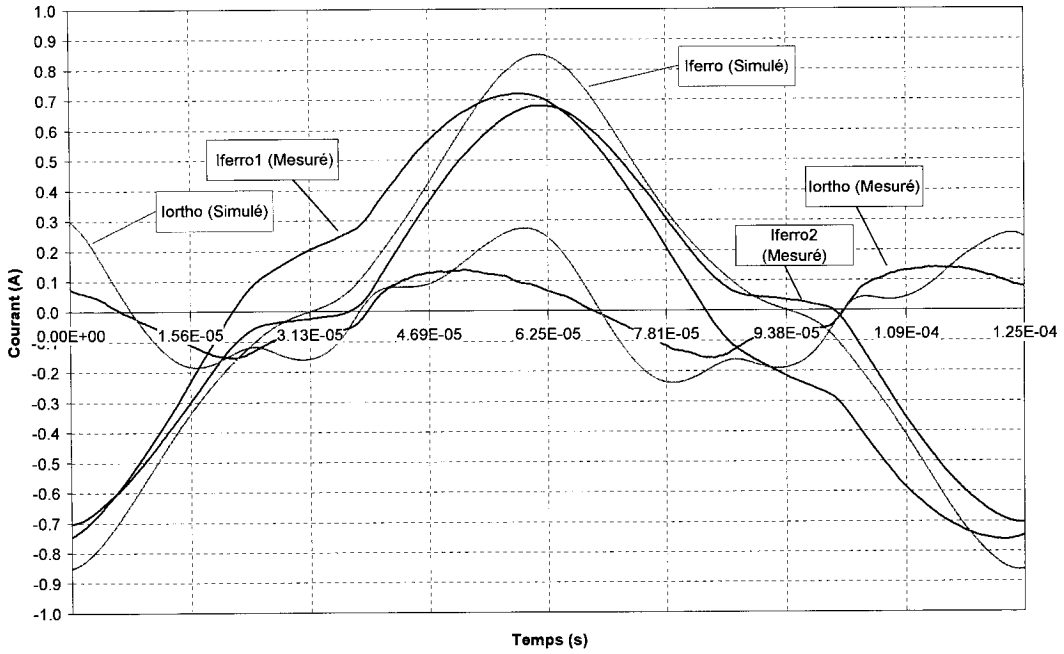


Figure 4.16: Courants mesurés (I_{ORTHO} = 1,7 A)[27]

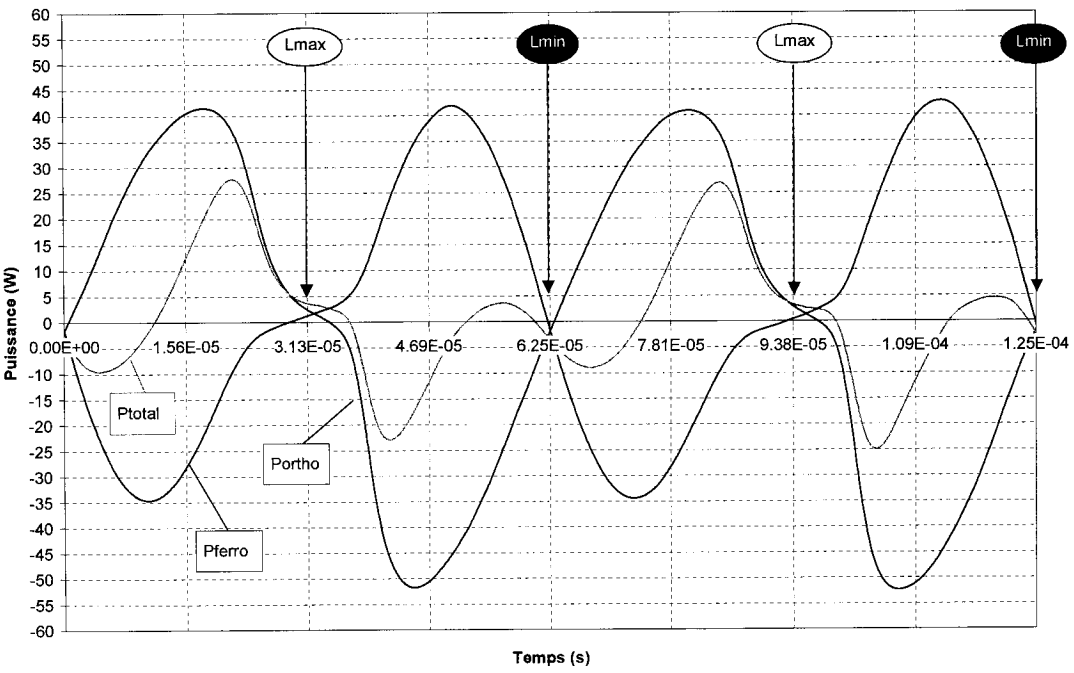


Figure 4.17: Puissances absorbées par les enroulements (I_{ORTHO} = 1,7 A)

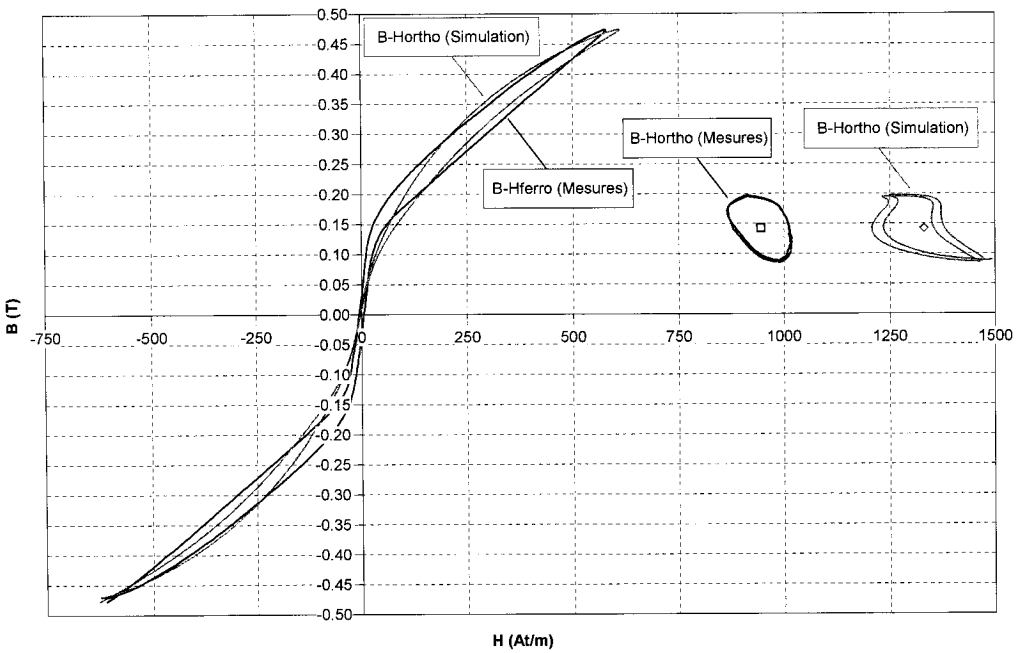


Figure 4.18: Cycle de travail du circuit L-R (I_{ORTHO} = 1,7 A)

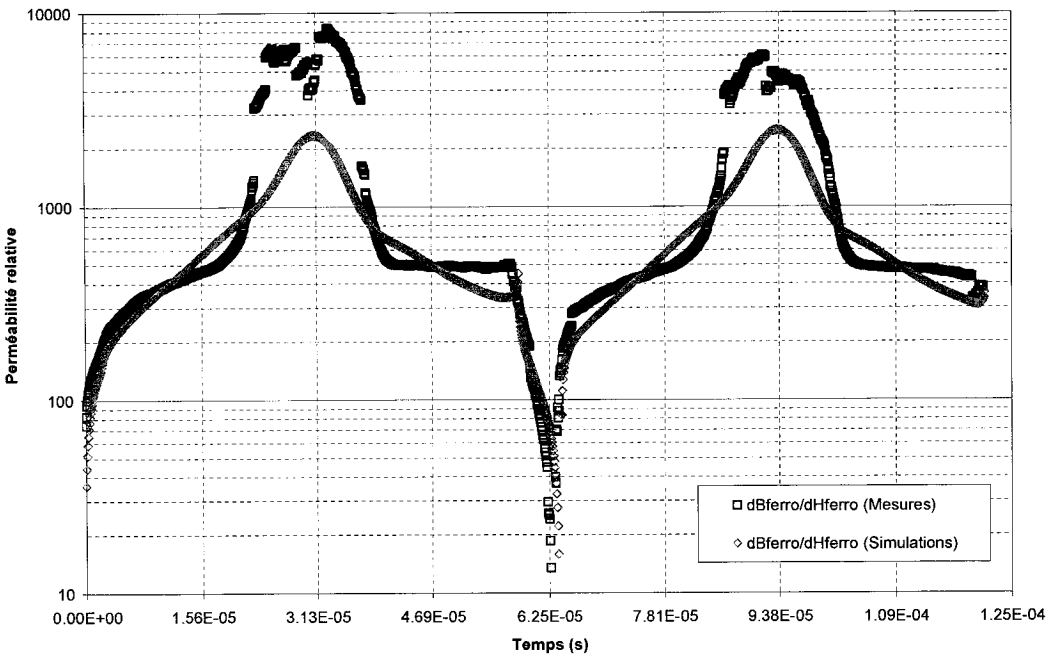


Figure 4.19: Estimation de la variation de la perméabilité relative équivalente

---

[27] La valeur courant continue a été soustraite des valeurs de courants mesurées ou simulées dans L_{ORTHO}.

4.4 CONVERTISSEUR COMPLET

4.4.1 Caractérisation

La présente section rapporte les résultats de caractérisation du convertisseur en fonction de V_{IN}, I_{ORHO}, R_L, $V_{INFERRO}$ et f. La variation des indicateurs de performance en fonction des différents paramètres est montrée de la Figure 4.20 à la Figure 4.24. La variation des autres caractéristiques du convertisseur est présenté en annexe H.3.

La Figure 4.20 montre les résultats de caractérisation en fonction de V_{IN} pour une fréquence de 8 kHz. Pour le cas sans diode D2, le gain de tension diminue suivant la relation $A_V = 0{,}823 + (18{,}56/V_{IN})$. Ceci laisse prévoir un gain supérieur ou égal à un jusqu'à 105 V. Le gain de puissance effective A_{PEFF} et le produit $A_{PEFF\text{-}PF}$ atteignent leur maximum entre 22,5 et 25 V, et restent compris entre 1 et 1,3 pour des tensions supérieures ou égales à 15 V. Le rapport des puissances d'entrée augmente de façon monotone, et est supérieur à 0,45 pour des tensions plus grandes que 22,5 VCC. L'efficacité augmente avec la tension d'entrée, et est supérieure à 85 % pour des tensions égales ou supérieures à 22,5 V (sans tenir compte des pertes dans L_{BIAS}).

Les résultats de cette caractérisation montrent que l'ajout de D2 est indésirable étant donné qu'une baisse de performance est observée pour des tensions d'entrée où cette dernière conduit, c'est-à-dire, lorsque la tension de blocage de D1 est supérieure à la tension de sortie. Lorsque la tension de blocage de D1 égale la tension de sortie, les valeurs de tension maximales et minimales de v_{ORTHO} sont équilibrées, et le rapport cyclique est d'environ 50 %. C'est pour cette condition que le gain de puissance effective est maximal.

La Figure 4.21 montre la variation des indicateurs de performances en fonction de I_{ORTHO} pour une charge de 200 Ω, qui est la valeur optimale par rapport A_{PEFF} et à $A_{PEFF\text{-}PF}$. Le courant optimal de polarisation est pratiquement constant en fonction de la charge, et il est le même que celui du circuit L-R. Il a aussi été testé, mais non présenté dans le présent ouvrage, que ce courant optimal d'environ 1,7 A est aussi indépendant V_{IN}, $V_{INFERRO}$ et f.

Sur la Figure 4.22, le gain de tension augmente asymptotiquement à mesure que R_L augmente. La valeur de A_{PEFF} est supérieure à 1,2 pour des charges comprises entre 125 et 250 Ω. Le facteur de puissance est élevé sur toute la plage, sauf pour des résistances inférieures aux valeurs qui offrent le transfert de puissance maximal. La valeur de A_{IN} ne dépasse pas 0,6 lorsque V_{IN} égale 25 VCC. Pour cette valeur de tension, l'efficacité est supérieure à 80 % jusqu'à 425 Ω (sans L_{BIAS}).

Tel que montré à la Figure 4.23, les valeurs de A_V et A_{PEFF} augmentent de façon asymptotique à mesure que $V_{INFERRO}$ augmente. Le facteur de puissance est fortement affecté par la tension d'entrée du circuit ferrorésonant. Ce dernier est optimal pour une tension de 14 VEFF, ce qui est proche de la valeur pour laquelle le circuit a été conçu (15 VEFF). Pour un facteur de puissance optimal, la tension aux bornes de la prise de L_{FERRO} est la même qu'à l'entrée du circuit, ce qui élimine la puissance réactive vue par la source et minimise les pertes dans L_S. Finalement, l'efficacité et le rapport des puissances d'entrée ne sont pas significativement affectés par la valeur de ce paramètre.

La Figure 4.24 montre qu'au delà de 7 kHz, le gain de tension augmente de façon quasi linéaire avec la fréquence. Le gain de puissance effective et le facteur de puissance sont optimaux pour des valeurs de f entre 8 et 8,5 kHz. La valeur de A_{IN} est affectée par la fréquence et diminue de façon constante pour des fréquences supérieures à 7 kHz.

Les conditions d'opération pour obtenir un gain de puissance effectif maximal et les performances obtenues dans de telles conditions sont respectivement présentées aux tableaux 4.2 et 4.3. Le gain de tension obtenu permet de satisfaire à certaines applications, comme par exemple celle de chargeur de batteries d'un satellite à partir de ses panneaux solaires ou la régulation d'un bus de 28 VCC à partir des batteries. Le facteur de puissance à l'entrée du circuit ferrorésonant est élevé et l'efficacité est comparable à celle des convertisseurs de puissance utilisant des transistors. Par contre, les valeurs d'efficacité ne tiennent pas compte des pertes supplémentaires inévitables à la génération de $V_{INFERRO}$.

Le rapport des puissances d'entrée de 0,49 se rapproche de la valeur théorique de l'équation (3.42) étant donnée qu'un rapport cyclique de 46 % a été mesuré pour ces conditions d'opération. La plus grande valeur de A_{IN} mesurée au cours des tests est de 0,75 pour un courant de polarisation élevé. Le gain de tension mesuré pour ces conditions est 1,12, tandis que celle de A_{PEFF} est seulement de 0,91. Ces observations confirment la prédiction théorique qu'un gain de puissance n'est pas possible avec cette topologie.

Tableau 4.2: Conditions d'opération optimales

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée du circuit ferrorésonant ($V_{IN\ FERRO}$)	15 VEFF
Fréquence d'opération du circuit ferrorésonant (f)	8 kHz
Tension d'entrée continue (V_{IN})	25 VCC
Courant de polarisation (I_{BIAS})	1,5 ACC
Charge (R_L)	200 Ω

Tableau 4.3: Performances obtenues aux conditions optimales d'opération

Critère de performance	Valeur
Gain de tension (A_V)	1,56 V/V
Gain de puissance effective (A_{PEFF})	1,23 W/W
Facteur de puissance (PF)	0,96
Produit gain de puissance effective – facteur de puissance ($A_{PEFF-PF}$)	1,19 W/VA
Puissance de contrôle ($P_{INFERRO}$)	3,72 W
Augmentation de la puissance d'entrée (ΔP_{IN})	1,81W
Rapport des puissances d'entrée (A_{IN})	0,49 W/W
Efficacité (η) (excluant L_{BIAS})	87,0 %
Efficacité (η) (incluant L_{BIAS})	83,2 %

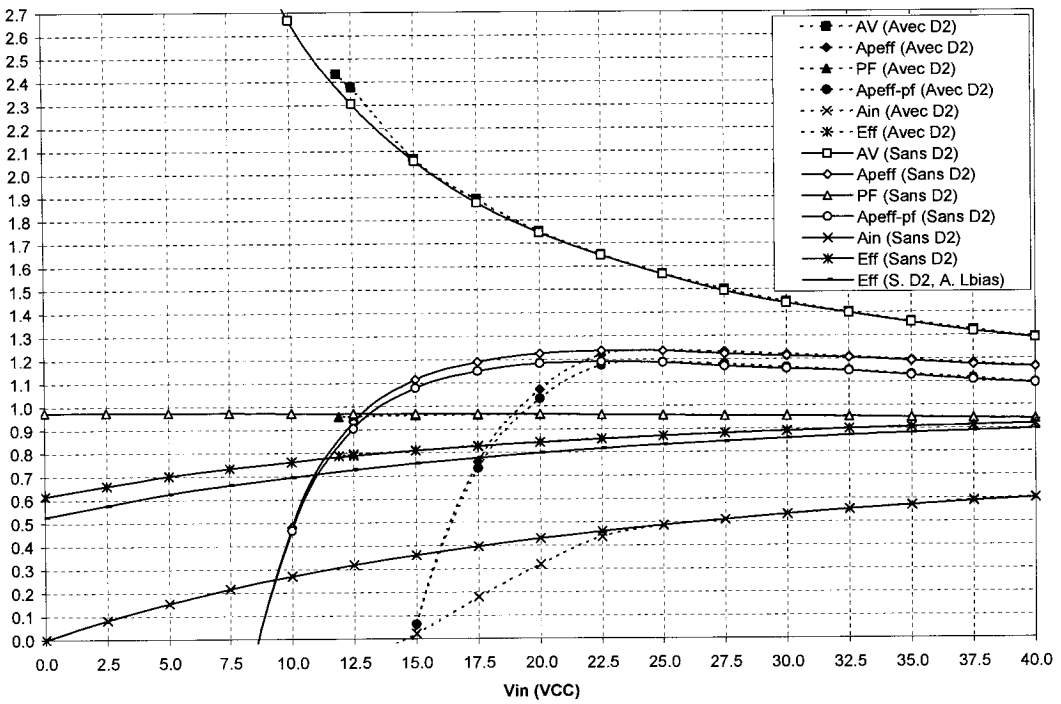


Figure 4.20: Indicateurs de performance en fonction de V_{IN}

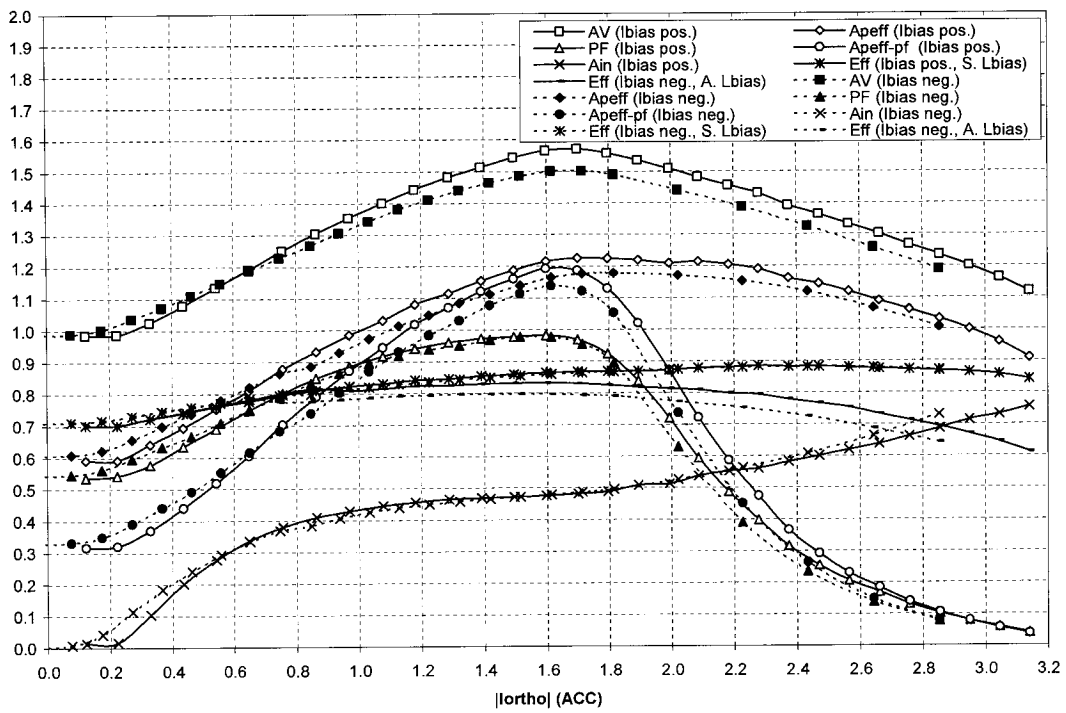


Figure 4.21: Indicateurs de performance en fonction de I_{ORTHO}

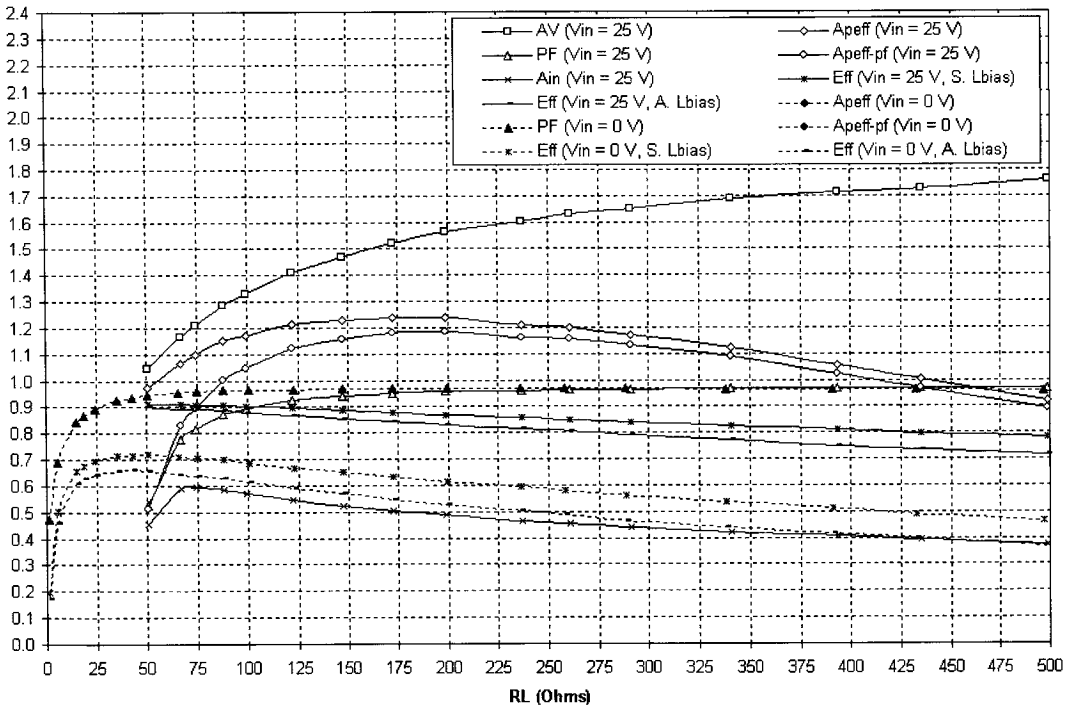


Figure 4.22: Indicateurs de performance en fonction de R_L

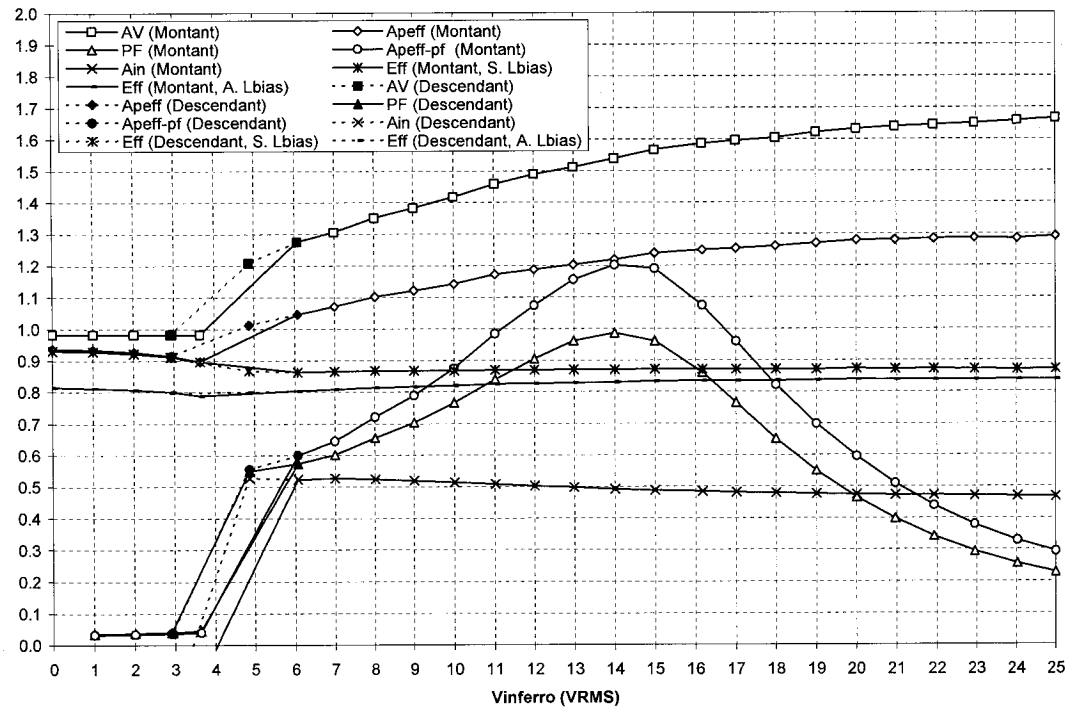


Figure 4.23: Indicateurs de performance en fonction de $V_{INFERRO}$

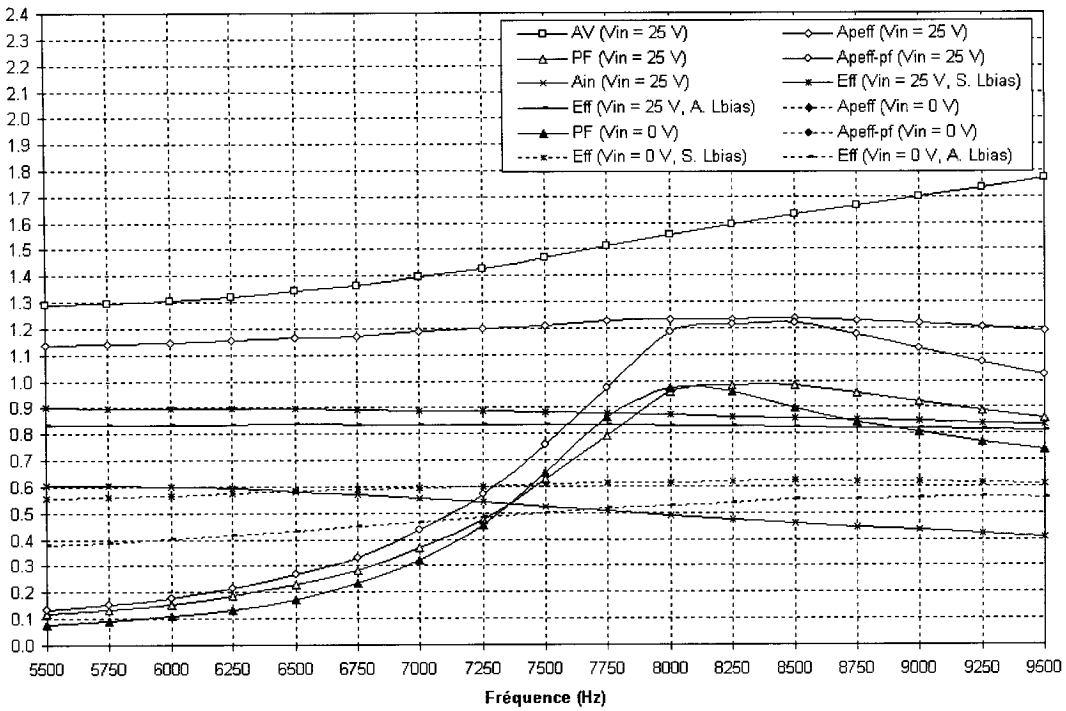


Figure 4.24: Indicateurs de performance en fonction de f

4.4.2 *Cycle de transfert de puissance*

L'étude du cycle de transfert de puissance du transformateur paramétrique est faite pour les conditions optimales d'opération du tableau 4.2.

La Figure 4.25 montre les courants mesurés dans L_{ORTHO} pour de faibles courants d'autopolarisation. Dans ces conditions, la diode D1 ne conduit pas. Les formes d'onde pour des courants moyens égaux, mais de polarité inverse sont presque symétriques par rapport à l'axe horizontal. Ceci peut être expliqué par le troisième terme de l'équation (3.12) du bas. Le flux ϕ_1 est le flux ferrorésonant et ce dernier a la forme d'un cosinus négatif, tel qu'il l'a été calculé à la Figure 4.26 en intégrant v_{FERRO}. La mise au carré, tel que prescrit par l'équation (3.12), donne une fonction cosinusoïdale au double de la fréquence. Le terme ϕ_2 (ϕ_{ORTHO}) décide du signe et de l'amplitude du courant étant donné qu'il a exposants impairs. Quant à la partie asymétrique de l'onde, elle peut être expliquée par la partie du flux ferrorésonant directement couplée par l'inductance mutuelle non

intentionnelle. En effet, il peut être constaté que l'enveloppe des formes d'onde est une cosinusoïde négative, soit la même forme que ϕ_{FERRO}.

La Figure 4.27 et la Figure 4.28 présentent respectivement les tensions et les courants du transformateur paramétrique pour des valeurs de I_{ORTHO} de 1,7 et –1,7 A. Lors du premier quart de cycle, L_{FERRO} varie de sa valeur minimale (Lmin) à maximale (Lmax) parce que le flux passe de sa valeur minimale à une valeur nulle. Le cycle de variation de L_{ORTHO} est quant à lui retardé de 8° par rapport à celui de L_{FERRO}. Si le courant dans L_{ORTHO} est supérieur au courant de polarisation minimal (voir section 3.3.2.3) et que l'inductance varie d'une valeur haute à basse, la tension est positive, conformément aux explications de la section 3.3.2.2. Suivant le même raisonnement, la tension est négative lors de la transition inverse. Dans le cas du courant de polarisation négatif, les tensions sont inversées, conformément avec la théorie.

Des oscillations à 508 kHz sont observées sur la tension lorsque la diode D1 arrête de conduire, c'est-à-dire lorsque v_{ORTHO} change subitement de polarité. Ces oscillations sont probablement dues à la capacité parasite des enroulements, et particulièrement ceux de L_{BIAS} qui a une fréquence de résonance de 565 kHz (voir Figure 4.8).

La Figure 4.29 et la Figure 4.30 montrent les puissances absorbées par les deux enroulements pour des courants I_{ORTHO} de 1,7 et –1,7 A. Dans le cas d'un courant positif, la diode D1 conduit lorsque L_{ORTHO} fourni de la puissance, c'est à dire lorsque L_{FERRO} en absorbe. Une partie de la puissance qui est transmise à la charge est donc la puissance entrant dans L_{FERRO}, tandis que l'autre partie provient de V_{IN}. Dans le cas d'un courant de polarisation négatif, la diode conduit lorsque L_{ORTHO} absorbe de la puissance, c'est-à-dire lorsque qu'une partie de la puissance est retournée au circuit ferrorésonant. Durant cette période, toute l'énergie nécessaire est fournie par la source de tension continue. Pendant l'autre partie du cycle, le circuit ferrorésonant retourne de la puissance à V_{IN}.

La Figure 4.31 montre la courbe B-H reconstituée à partir des mesures de courant et de tension, tandis que la Figure 4.32 présente une estimation de la variation de la perméabilité relative équivalente de L_{FERRO} à travers un cycle.

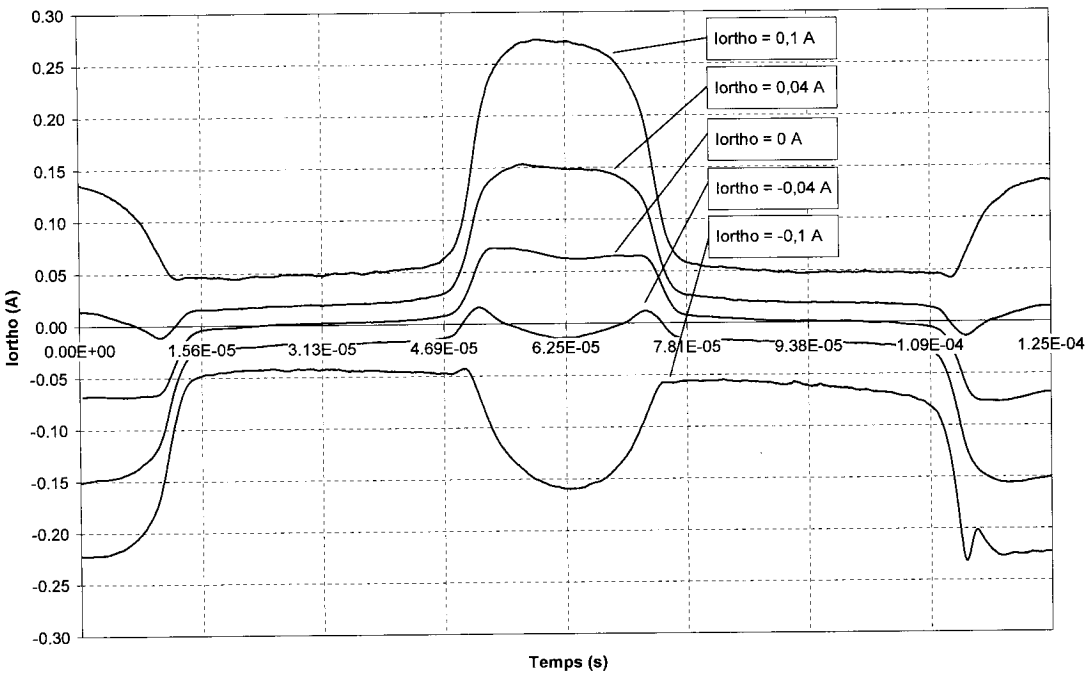


Figure 4.25: i_{ORTHO} pour des faibles valeurs de courant moyen

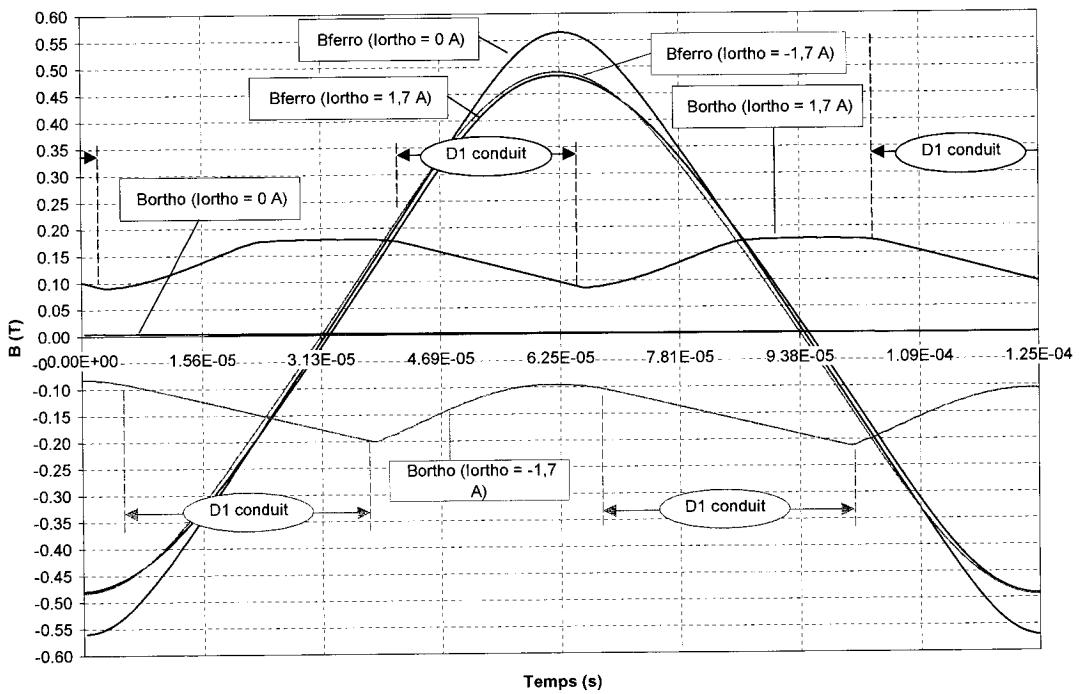


Figure 4.26: Estimation de la densité de flux magnétique

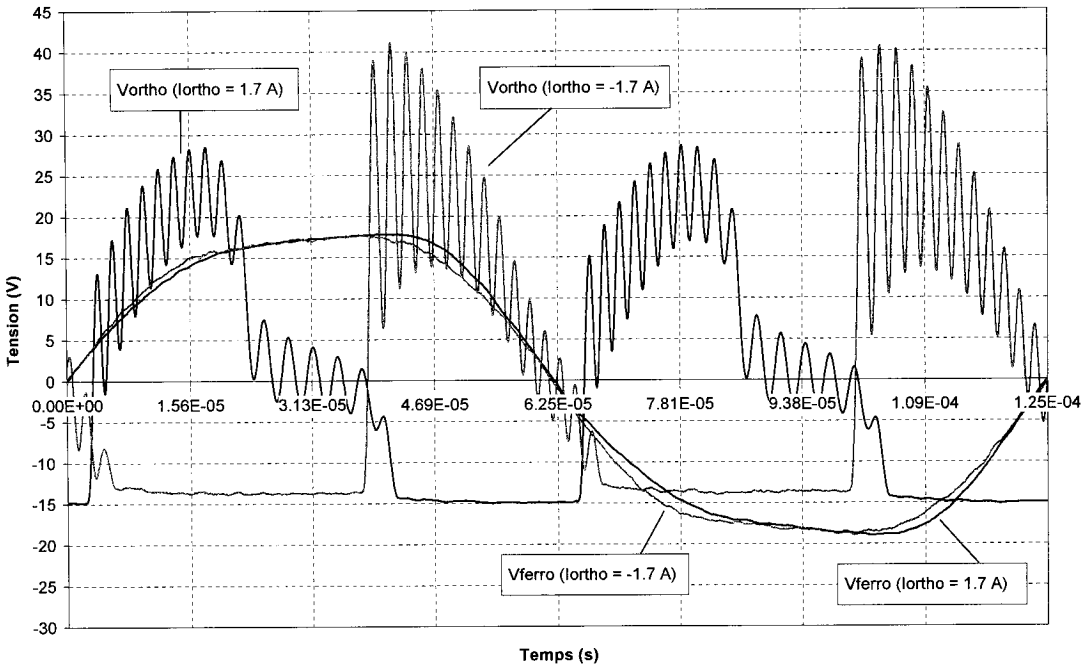


Figure 4.27: Tensions mesurées aux bornes des enroulements

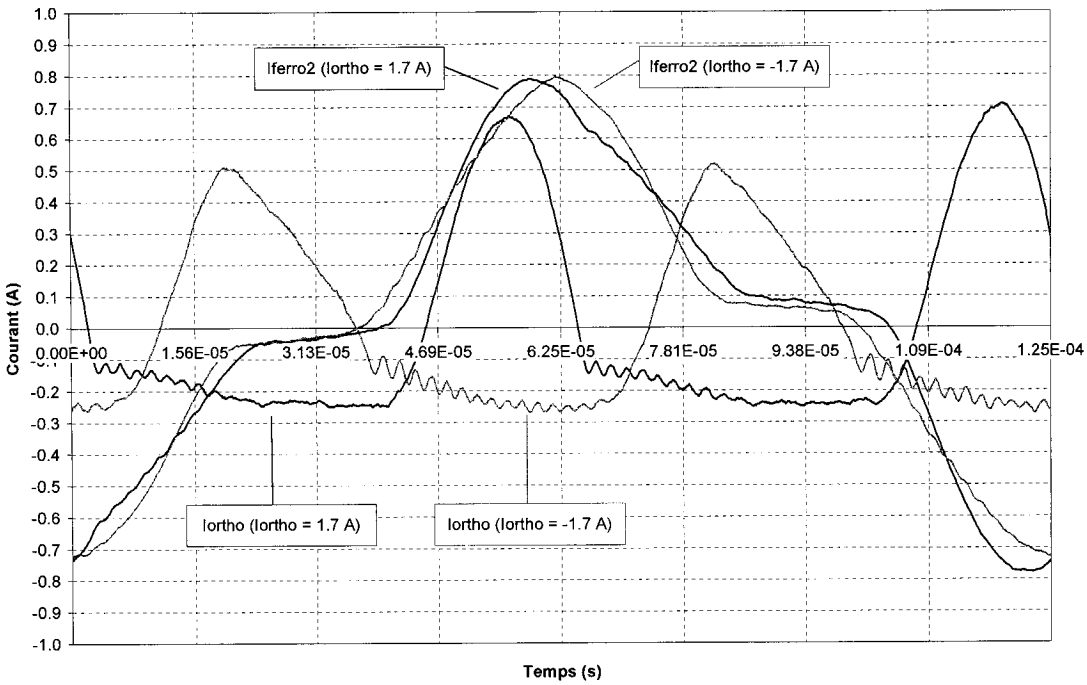


Figure 4.28: Courants mesurés dans les enroulements

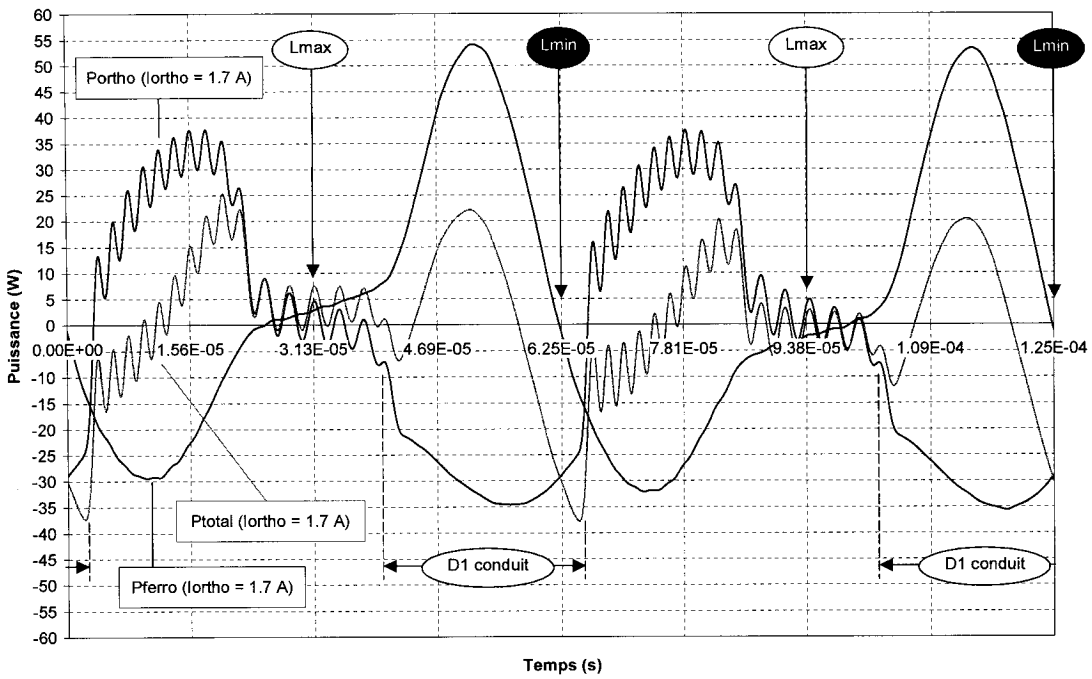


Figure 4.29: Puissance absorbée par les enroulements (I_{ORTHO} = 1,7 A)

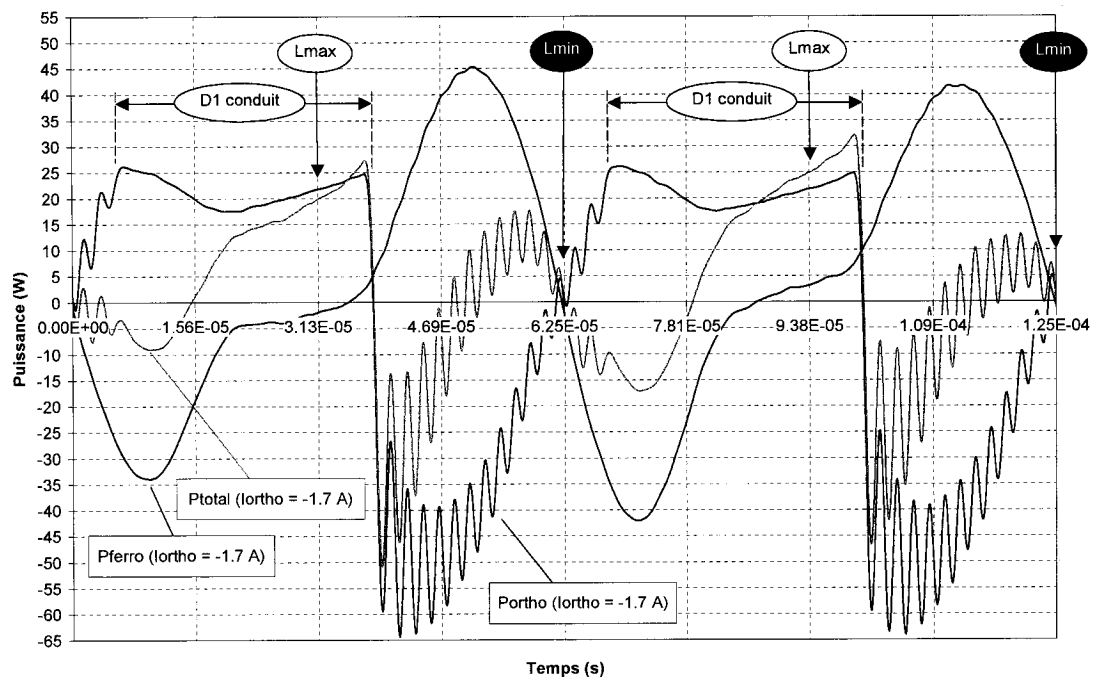


Figure 4.30: Puissance absorbée par les enroulements (I_{ORTHO} = -1,7 A)

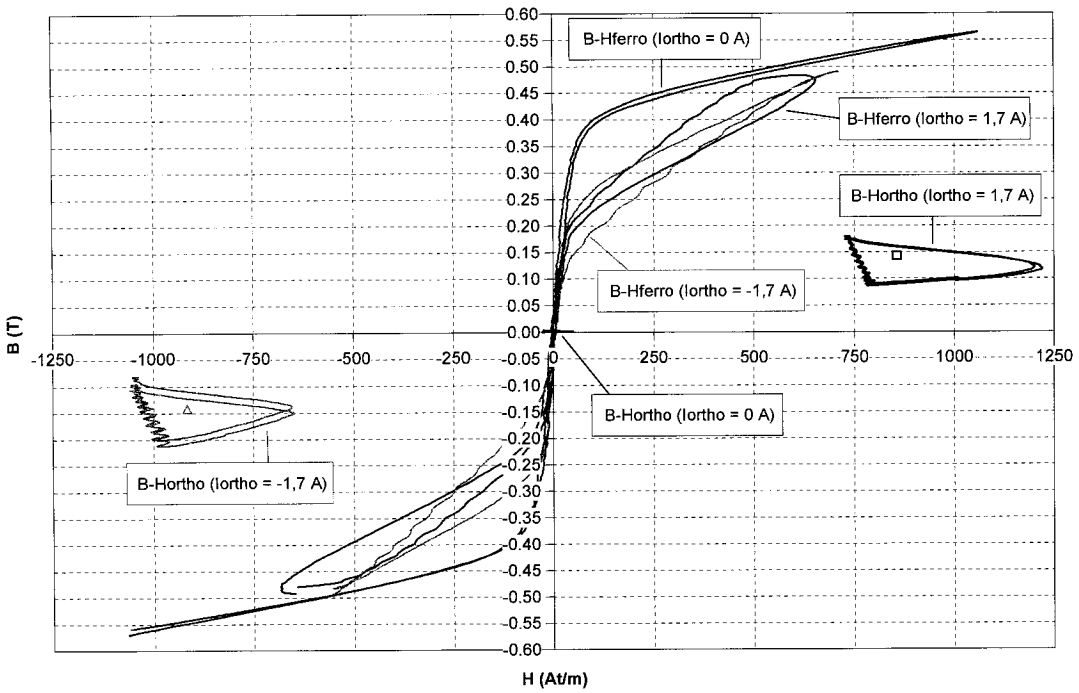


Figure 4.31: Cycle de travail du convertisseur complet

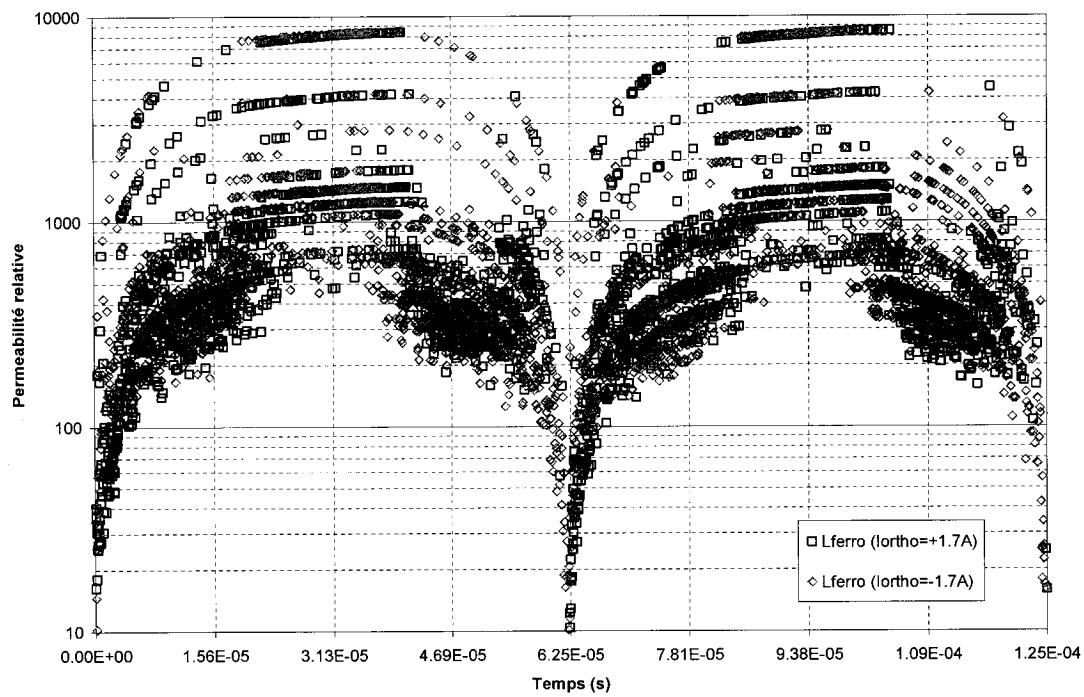


Figure 4.32: Estimation de la perméabilité relative équivalente

5 DISCUSSION

5.1 COMPARAISON DES DEUX TYPES DE TRANSFORMATEURS PARAMÉTRIQUES

Le nouveau type de transformateur paramétrique présenté à la section 3.1.5 affiche des performances plus modestes que le dispositif à deux noyaux en "C". Cette observation est en accord avec la constatation générale énoncée dans la littérature (Bahl 1973, Fam et Bahl 1974). En effet, le gain de puissance effective est environ égal à 1 pour la meilleure version du nouveau dispositif et les pertes dans le circuit ferrorésonant sont élevées. Trois hypothèses sont énoncées pour expliquer les mauvaises performances.

Premièrement, le volume de ferrite à saturer dans les jambes est important, ce qui nécessite beaucoup d'énergie en provenance de l'enroulement ferrorésonant et un grand courant. Ceci se traduit par beaucoup de pertes dans la ferrite et dans le reste du circuit ferrorésonant, étant donné que beaucoup de puissance réactive circule.

Deuxièmement, le flux ferrorésonant s'additionne perpendiculairement au flux orthogonal, comparativement au premier type de dispositif où les flux s'additionnent et se soustraient de façon colinéaire. L'addition vectorielle perpendiculaire nécessite un flux plus grand pour arriver au même niveau de saturation.

Troisièmement, les jambes du nouveau type de dispositif saturent de façon inégale, en partant du centre et en allant vers la périphérie. Or, la saturation du noyau par le flux ferrorésonant proche du centre ne fait pas beaucoup diminuer l'aire effective vue par le flux orthogonal. Une saturation sur une aire ($\Delta D\ L_G$) dans la direction du flux ferrorésonant provoque une saturation sur une aire ($\pi(\Delta D^2-\Delta D D_2)$) dans la direction du flux orthogonal. Par exemple, dans le cas de la version 3 du dispositif, une saturation de 25 % de l'aire effective dans la direction du flux ferrorésonant fait diminuer l'aire effective vue par le flux orthogonal de seulement 12 %. Une diminution de l'épaisseur des jambes aiderait à corriger ce problème, ainsi qu'à diminuer les pertes.

Le nouveau type de transformateur paramétrique offre toutefois un avantage marqué par rapport à l'autre type. Étant donné sa nature, les paramètres propres à la géométrie du circuit magnétique ferrorésonant, comme l'aire et la longueur effective, peuvent être différents de ceux du circuit magnétique orthogonal, ce qui n'est pas possible avec la version à deux noyaux en "C". Il serait par exemple possible d'optimiser la longueur, ainsi que les diamètres interne et externe des jambes pour minimiser les pertes et maximiser la variation d'inductance.

5.2 LIMITATION INHÉRENTE DU GAIN

Les résultats de test de la version à deux noyaux en "C" montrent des performances à première vue intéressantes, étant donné que des gains de tension et de puissance effective supérieurs à 1 ont été mesurés. Cela confirme que la puissance effective de sortie peut être plus grande que la puissance de contrôle envoyée au circuit ferrorésonant. Il est donc possible de fermer une boucle de contrôle en retournant une partie de la puissance de sortie à l'entrée de contrôle, à condition de la transformer en puissance alternative.

Étant donné que le rapport des puissances d'entrée est inférieur à 1, la puissance à transformer pour produire le signal de contrôle est plus grande que la puissance supplémentaire à transformer à l'entrée du convertisseur pour produire la sortie désirée. Cela confirme que l'objectif de trouver une topologie à amplificateur magnétique limitant l'utilisation du transistor n'est pas atteint, étant donné qu'un transistor "plus gros" que celui qui est requis pour convertir la puissance d'entrée est nécessaire pour transformer la puissance nécessaire au contrôle.

À la section 2.3.2, il a été montré comment l'énergie est déplacée à l'intérieur d'une inductance contrôlable. Il a été montré qu'une certaine énergie est nécessaire pour faire baisser la valeur de l'inductance, et ainsi la quantité d'énergie emmagasinée à l'intérieur. Ce fait est la base de la limitation inhérente du gain du dispositif inductif.

D'autre part, le gain de contrôle de puissance dépend aussi de la topologie du convertisseur. Dans l'architecture d'hacheur élévateur étudiée de la Figure 3.10, le courant moyen fourni par la source continue est le même que le courant moyen de sortie. Ceci

implique que le gain de puissance effectif théorique maximal est égal au gain de tension, lequel est égal à l'inverse du rapport cyclique. Le rapport des puissances d'entrée est quant à lui égal au rapport cyclique et ne peut conséquemment pas être plus grand que un. Pour un doubleur de tension, l'augmentation de la puissance de sortie est le triple de l'augmentation de la puissance d'entrée, car la puissance fournie par le circuit ferrorésonant est égale au double de l'augmentation de la puissance d'entrée. L'augmentation du rapport des puissances d'entrée jusqu'à sa valeur théorique maximale unitaire de 1 se fait au détriment du gain de tension.

Dans le cas de la topologie présentée à la Figure 3.9 il existe une branche parallèle de retour de courant formée de la l'inductance L_{BIAS}, mais celle-ci ne contribue pas à augmenter le gain. Pour une valeur de L_{BIAS} élevée, le courant circulant dans cette branche est continu et égal au courant de polarisation (V_{IN} / R_{BIAS}). Étant donné que ce courant ne contribue en rien à la puissance fournie à la charge, la limite de gain pour ce circuit est la même que celle pour le circuit de la Figure 3.10.

Dans ce projet, le manque de ressources et le temps limité ont fait en sorte qu'il n'a pas été possible d'élaborer une autre topologie qui permettrait d'avoir un courant d'entrée moyen plus élevé que celui de sortie (excluant le courant de polarisation), et ainsi permettre d'obtenir un rapport des puissances d'entrée supérieur à 1. Par ailleurs, le dispositif de conversion de puissance utilisé, l'amplificateur magnétique, ne peut pas fournir un gain de contrôle supérieur à 1 pour des puissances continues. Après coup, il est normal de constater qu'une composante réactive ayant une résistance nulle ne peut pas contrôler une puissance continue. Le seul moyen apparent d'obtenir une conversion CC-CC est d'utiliser un dispositif à résistance négative. Quant à la topologie, elle doit fournir une deuxième boucle de retour de courant pour permettre à la source de fournir une puissance aussi grande que celle de sortie.

6 VOIES FUTURES

6.1 AUTRES APPLICATIONS

La théorie et les résultats de tests ont montré que la topologie de convertisseur hacheur élévateur présentement développée n'est pas viable. Par contre, le travail effectué a permis de mettre en valeur les avantages d'utiliser les amplificateurs magnétiques pour des applications de conversion et de régulation de puissance alternative.

Le transformateur paramétrique comme ceux développés dans le présent projet a des qualités inhérentes de filtrage et de protection contre les surtensions à l'entrée et les surcharges en sortie. Ils peuvent être utilisés comme transformateur contrôlable, convertisseur de phase, abaisseur ou élévateur de fréquence.

Une opportunité d'utiliser cette technologie pour la conversion CC-CC consiste à substituer le transformateur linéaire du stage CA-CA par un transformateur paramétrique ou un transformateur contrôlé. Un des plus gros avantages de ce changement est la possibilité de contrôler la tension de sortie à partir d'un enroulement de contrôle, au lieu de devoir acheminer un signal de rétroaction au circuit de découpage d'entrée à travers la barrière d'isolation. Le déplacement du contrôleur de l'étage de découpage vers l'étage de conversion CA-CA permet d'éliminer l'optocoupleur de la boucle de rétroaction. Ceci est particulièrement avantageux pour une application spatiale étant donné que les dispositifs d'optoisolation sont en général sensibles aux radiations. Deux autres avantages marqués sont l'élimination du circuit de protection contre les surcharges et la réduction de la taille du filtre si le transformateur fonctionne en mode doubleur de fréquence. Un convertisseur CC-CC utilisant un transformateur paramétrique à deux noyaux en "C" a déjà été breveté par la compagnie Sony (Yasamura et Ishigaki 1982). Le convertisseur ferrorésonant de la section 1.1.2.1 utilisant un transformateur contrôlé est aussi une alternative simple et élégante à exploiter.

Les techniques de miniaturisation modernes des transformateurs et des inductances dans les circuits hybrides et monolithiques pourraient être appliquées aux amplificateurs

magnétiques afin de former des convertisseurs fonctionnant à hautes fréquences et offrant une grande densité de puissance. Cette idée a déjà été brevetée par Brandt (1996), tel que montré à la Figure 6.1.

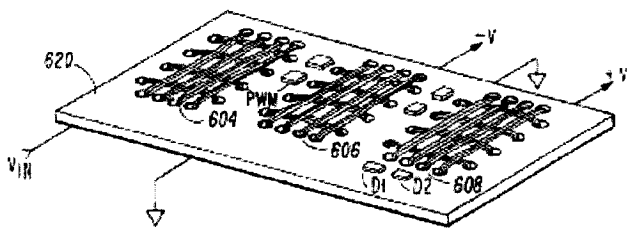


Figure 6.1: Transformateur paramétrique incorporé dans un convertisseur CC-CC[28]

6.2 AMÉLIORATION DU TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE

6.2.1 Matériaux utilisés

Pour certaines applications, il est souhaitable de diminuer au maximum la différence de FMM nécessaire pour saturer l'enroulement de contrôle. Dans ce cas, il est souhaitable de choisir un matériau qui a une caractéristique B-H carrée. Par contre, si l'inductance contrôlable est soumise à un courant continu, il est plutôt souhaitable d'avoir une courbe de magnétisation plus graduelle. Dans les dispositifs précédemment développés, l'ajout d'un entrefer sur le chemin du flux orthogonal a permis d'atteindre cet objectif. D'autre part, il a été montré qu'un transformateur paramétrique qui voit ses flux additionnés de façon colinéaire et qui maximise la région commune minimise le volume de noyau utilisé et les pertes.

Des matériaux anisotropiques sont maintenant disponibles sur le marché et ils pourraient offrir ces qualités recherchées. Premièrement, leur perméabilité relative dans deux des axes est plus grande que dans le troisième. Étant donné que ces noyaux sont construits par couches laminées, la perméabilité parallèle aux couches est plus grande que dans l'axe normal, étant donné que l'interface entre les deux couches agit comme un entrefer.

---

[28] Source: (Brant 1996), figure 6.

L'orientation judicieuse du matériau pourrait aider à faire augmenter le volume de région commune et obtenir une perméabilité relative différente vue de chacun des enroulements. Ces matériaux proposent aussi une courbe B-H très carrée et leur densité de flux de saturation peut être aussi grande que 1,2 T, environ trois fois plus qu'une ferrite.

6.2.2 Géométrie

Le présent projet a permis de développer une géométrie de transformateur paramétrique encore non-recensée dans la littérature. Par ailleurs, le phénomène récent de miniaturisation a aussi fait apparaître d'autres géométries comme le dispositif planaire de la Figure 1.18. Le champ de développement est pleinement ouvert à la création de nouvelles géométries de transformateurs qui utilisent les techniques de conception de circuits magnétiques planaires sur circuits imprimés, hybrides et monolithiques. En plus d'offrir l'avantage de réduire la taille du dispositif, ces techniques offrent une très grande flexibilité de conception pour une application donnée.

6.3 EXPLOITATION D'AUTRES PHÉNOMÈNES

6.3.1 Résonance dimensionnelle

Le phénomène de résonance dimensionnelle est bien connu dans le domaine hyperfréquence et est utilisé dans de nombreuses applications. Ce phénomène se produit à plus basse fréquence dans les ferrites à cause de leurs perméabilités et permittivités relatives élevées. Ceci peut être compris en observant l'équation de la vitesse de l'onde électromagnétique:

$$v = \lambda f = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \tag{6.1}$$

Si la vitesse est faible, la longueur d'onde l'est aussi à des fréquences raisonnablement basses. Si la longueur d'onde est comparable à celle du trajet magnétique dans le noyau, il est possible de créer une résonance électromagnétique. Les concepteurs de transformateurs considèrent ce phénomène comme étant indésirable, mais il pourrait être

exploité de façon avantageuse dans les amplificateurs magnétiques. En effet, le contrôle de ce dernier pourrait être effectué à la fréquence de résonance dimensionnelle. Plusieurs facteurs doivent toutefois être considérés lors de l'étude de faisabilité de cette technologie, dont la variation de μ_r et ε_r en température.

6.3.2 *Commutateur magnétostrictif*

Un matériau magnétostrictif, c'est-à-dire un magnétostricteur, développe une déformation mécanique lorsque sujet à un champ magnétique externe. Dans ces matériaux, la couverture électronique des atomes n'est pas complète, ce qui amène la formation d'un moment magnétique. En réponse au champ magnétique, les moments magnétiques à l'intérieur tournent dans la direction du champ. Si le matériau présente une magnétostriction positive, le matériau s'allonge.

Les poudres de matériaux magnétostrictifs sont utilisées depuis longtemps dans la fabrication de rubans magnétiques. Un matériau magnétostrictif très utilisé depuis les années 80 est le Terfenol-D, lequel est utilisé pour plusieurs applications, dont le contrôle de bruit et de vibration actif, les sonars et les systèmes de micropositionnement (Dapino 2002). Étant donné que la magnétostriction de ce matériau est faible à basses températures, la compagnie Energen a développé le magnétostricteur KelvinAll^{TM}, lequel offre le même pourcentage de déformation que le Terfenol-D, mais qui peut fonctionner jusqu'à une température de zéro absolu (Joshi, Manavur, Tai, Han, Rodenbush et Wong 2004). Ce matériau présente les qualités nécessaires pour être utilisé dans des applications spatiales et va d'ailleurs être utilisé pour le mécanisme optique adaptatif du Télescope Spatial James Webb [JWST], lequel va remplacer le Télescope Spatial Hubble.

Le phénomène de magnétostriction est aussi exploité dans les microtechnologies. Par exemple, certains microactuateurs cantileviers sont recouverts d'une couche mince de matériau magnétostrictif cristallin. Sous l'action d'un champ magnétique, la poutre fléchi. Il serait intéressant d'utiliser ce genre de mécanisme comme relais commandé par un champ magnétique, mais étant donné qu'il s'agit d'un microrelais, il serait probablement contraint à un nombre de cycle de vie limité (voir section 1.4.1). Par ailleurs, cette

technologie est encore embryonnaire et plusieurs problèmes relatifs à son développement sont reportés (Dean, Gibbs et Schrefl 2006).

Un nouveau concept de commutateur magnétique serait de réutiliser le concept des fusibles réinitialisable "Polyswitch Polymeric Positive Temperature Coefficient" [PPTC] (Raychem 2006). Ce dispositif est une matrice de polymère organique cristallin contenant des particules conductrices de charbon. Le pourcentage de particules est ajusté de telle sorte que les particules se touchent à peine, ou sont proches de se toucher. Les électrons peuvent circuler par contact direct ou par effet tunnel. Dans un PPTC, l'augmentation du courant fait chauffer le polymère jusqu'à son point de changement de phase. La dilatation résultante du volume amène les particules conductrices à se séparer, arrêtant ainsi la conduction.

Un commutateur magnétostrictif fonctionnant selon la même logique serait un mélange de poudre de matériau magnétostrictif et d'un autre matériau compris entre deux électrodes. L'effet d'un champ magnétique fourni par un circuit magnétique de contrôle provoquerait la rotation des particules magnétostrictives qui les ferait entrer en conduction. Ce genre de développement représente un grand défi par rapport à la recherche de matériaux permettant une telle application.

CONCLUSION

Ce projet de maîtrise a été initié avec comme ambition de développer un convertisseur de puissance CC-CC pour application spatiale qui utilise la technologie des amplificateurs magnétiques pour minimiser ou éliminer l'utilisation des coûteux transistors MOSFET résistants aux radiations. Les dispositifs magnétiques ont des qualités reconnues pour survivre à un environnement hostile, incluant la présence de radiations.

Les amplificateurs magnétiques sont utilisés depuis longtemps dans les circuits numériques, analogiques, RF et de puissance. En électrotechnique, ils servent de convertisseur de tension, courant ou fréquence pour des applications de faible à grande puissance. Les trois types de dispositifs recensés sont l'inductance saturable, le transformateur contrôlé et le transformateur paramétrique. Les autres types de dispositifs à interaction magnétique, outre l'inductance et le transformateur linéaire, sont ceux utilisant l'effet magnétorésistif, de Hall ou de Shul, en plus des dispositifs électromécaniques. Malheureusement, aucun des dispositifs appartenant à ces dernières catégories n'est potentiellement utilisable comme commutateur de puissance.

Les amplificateurs magnétiques ont des qualités d'excellents commutateurs de courant alternatif. Par ailleurs, l'hypothèse qui lança le présent projet avait établi qu'un gain de puissance était possible sur la base qu'un courant circulant dans une inductance devait inévitablement changer de façon prévisible lors d'un changement instantané d'inductance, afin que l'énergie à l'intérieur du noyau soit conservée à cet instant.

La démarche théorique du présent ouvrage met en lumière que l'équation de l'énergie sur laquelle est basée cette hypothèse est valide seulement dans le cas d'une inductance linéaire, ce qui n'est pas le cas de l'inductance saturable ou du transformateur paramétrique. La loi de Faraday est aussi revisitée, ce qui permet de comprendre que l'équation de la tension due à la transformation paramétrique énoncée par Wanlass (1969), et reprise dans les travaux du NSTC, est seulement valide pour l'inductance variable linéaire. La présente théorie prouve aussi par l'étude du générateur à réluctance variable que la diminution d'inductance nécessite qu'un certain travail soit dépensé. Ce

dernier est nécessaire pour faire baisser la quantité d'énergie emmagasinée dans l'inductance. La somme des deux énergies déplacées peut être récupérée électriquement au circuit externe. Finalement, l'étude du circuit L-R à inductance variable a mis en évidence l'impossibilité de contrôler le transfert de puissance continue.

Afin de valider ces éléments théoriques, un convertisseur hacheur élévateur utilisant comme dispositif de contrôle un transformateur paramétrique a été développé. La distribution du flux à l'intérieur du transformateur a été estimée et un modèle mathématique courant-tension simplifié a été développé. L'étude théorique du convertisseur met et évidence que les conditions de ferrorésonance et de polarisation du transformateur permettent de contrôler la tension de sortie. L'analyse de la topologie choisie montre que le rapport des puissances d'entrée est égal au rapport cyclique, ce qui confirme qu'un gain de contrôle de puissance n'est pas possible avec la topologie choisie.

Les tests ont permis de caractériser deux types de transformateurs paramétriques, lesquels ont été jumelés progressivement au circuit ferrorésonant, au circuit L-R et au convertisseur complet. Les tests de caractérisation effectués à chacune des étapes ont permis de déterminer les conditions optimales d'opération, tandis que l'étude des formes d'ondes mesurées a permis de comprendre les mécanismes de transfert de puissance.

Les résultats de tests confirment les éléments théoriques et permettent de conclure qu'un gain de contrôle de puissance continue n'est pas possible avec une inductance variable. La comparaison entre les deux types de transformateurs paramétriques étudiés montre que le dispositif à deux noyaux en "C" est plus efficace que le nouveau dispositif à interaction perpendiculaire, ce qui est aussi en accord avec la théorie.

Même si le présent projet a échoué dans sa tentative de créer une topologie viable de convertisseur de puissance CC-CC à amplification magnétique, il a permis de renforcir les connaissances entourant ces dispositifs, afin d'ouvrir de nouvelles voies vers des convertisseurs plus performants et plus robustes, jumelant l'utilisation des plus récentes technologies semi-conducteurs à celle des amplificateurs magnétiques presque centenaires.

RÉFÉRENCES

AKINAGA, H. 2003. "High-sensitive Magnetic-field-sensing Materials Composed of Metal Semiconductor Hybrid Nanostructures". *International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems, 2003*. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 134-139.

ALEXANDERSON, E. F. W. 1920. "Transoceanic Radio Communication". *General Electric Review*. [En ligne]. Octobre. 794-797. http://earlyradiohistory.us/1920alt.htm (Page consultée le 13 mars 2006)

ARTURI, C. M. 1996. "A Thermodynamic Approach to Energy Conversion in Parametric Transformers". *IEEE 39th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1996*. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 3, P. 1079-1082.

ATTWOOD, B.E., PETERSON, A.L. 1994. "Highly efficient, 1 MHz magnetic amplifier requires low cost, non-square loop material". *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994 (APEC '94)*. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 179-184.

BAHL, Gopal K. 1973. *Theory and development of Two Related Types of Parametric Transformers*. 128 p. Mémoire de maîtrise en génie électrique, Nova Scotia technical College.

BEARDEN, T.E. , HAYES, J.C. , KENNY, J.L., MOORE, K.D., PATRICK, S.L. 2000. *The motionless electromagnetic generator: extracting energy from a permanent magnet with energy-replenishing from active vacuum*. Magnetic Energy Limited. 69 p.

BRAMANTI, D. 23 juin 1987. *Magnetic Amplifier*. [En ligne]. 8 p. Int. Cl. G01R33/04 H03F9/00 G01R33/04 H03F9/00. Brevet américain 4 675 615. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US4675615&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

BRANT, R.L. 9 juillet 1996. *Orthogonal-Field Electrically Variable Magnetic Device*. [En ligne]. 7 p. Int. Cl. H01F21/08 H01F21/02. Brevet américain 5 534 837.

http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US5534837&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

BRENNEMANN, A. E. 1963. "The In-Line Cryotron". *Proceedings of the IEEE*. 51:3. 442-451.

CUGAT, O., DELAMARE, J. et REYNE, G. 2003. "Magnetic Micro-Actuators and Systems (MAGMAS)" . *IEEE Transactions on Magnetics*. 39:5. 3607-3612.

DAPINO, M. J. 2002. "On magnetostrictive materials and their use in smart material transducers". *Structural Engineering and Mechanics: An International Journal*. [En ligne]. http://www.mecheng.ohio-state.edu/~dapino/article_with19.pdf (Page consultée le 24 mai 2006)

DEAN, J., GIBBS, M.R.J. et SCHREFL, T. 2006. "Finite-Element Analysis on Cantilever Beams Coated With Magnetostrictive Material". *IEEE Transactions on Magnetics*. 42:2. 283-288.

DEPARTMENT OF DEFENSE OF THE USA. 1985. *Total-Dose Hardness Assurance Guidelines for Semiconductor Devices and Microcircuits*. 60 p. MIL-HDBK-279.

DEPARTMENT OF DEFENSE OF THE USA. 1992. *Design, Manufacturing and Quality Standards for Custom Electromagnetic Devices for Space Applications*. Révision B, notices 1 à 4. 52 p. MIL-STD-981.

DEPARTMENT OF DEFENSE OF THE USA. 1999. *General specifications for transformers and Inductors (Audio, Power, and High-Power Pulse)*. Révision F. 49 p. MIL-PRF-27.

ÉDITION DE L'ÉLECTRICITÉ ET DU DÉVELOPPEMENT DURABLE. 2003. *Energy saving power converter using new static induction transistor*. 1 p.

ENGLISH, T.D. 1965. "Magnetoresistive Amplifiers with Superconductive Elements". *IEEE Transactions on Magnetics*. 1:2. 122-126.

ERVE, Olaf van 't. 2002. *Device properties of the spin-valve transistor and the magnetic tunel transistor*. 128 p. Thèse de doctorat, University of Twente.

EVERITT, B. A. 1996. "The design of magnetoresistive devices". *IEEE 39th symposium on Circuits and Systems, 1996*. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 18-21.

FERROXCUBE. 2003. Product Selection Guide 2003. In *Ferroxcube web site*. [En ligne]. http://www.ferroxcube.com/appl/info/PSG2003.pdf (Page consultée le 1er juin 2006)

FAM, W. Z. et BAHL, G.K. 1974. "Two related types of parametric transformers". *IEEE Transactions on Magnetics*. 10:3. 690-693.

FAM, W.Z. et BAHL, G.K. 1977. "Steady-State Analysis of Parametric Frequency Changers". *IEEE Transactions on Magnetics*. 13:4. 1070-1075.

FLATTÉ, M.E., YU, Z.G., JOHNSTON-HALPERIN, E., AWASCHALOM, D.D. 2003. "Theory of semiconductor magnetic bipolar transistors". *Applied Physics Letters*. 82:26. 4740-4742.

FULLIN, E., GOBET, J., TILMANS, H.A.C. et BERGQVIST, J. 1998. "A new Basic Technology for Magnetic Micro-actuators". *11th International Workshop on Micro Electro Mechanical Systems, 1998 (MEMS 98)*. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 143-147.

GALEY, P.M.L. 21 mai 1975. *Dispositif magnétique statique générateur de courant électrique*. [En ligne]. 26 p. Int. Cl. H01F29/14 H02K53/00 H02N11/00 H01F29/00 H02K53/00 H02N11/00. Demande de brevet français 7 515 840. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=FR2312135&F=0 (Page consultée le 9 mai 2006)

GORDON, D.I., SCHWEE, L.J., ANDERSON, W.E., HUNTER, P.E. 17 novembre 1981. *Magnetoresistive Power Amplifier*. [En ligne]. 14 p. Int. Cl. H03F15/00 H03F15/00. Brevet américain 4 301 418. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US4301418&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

GRAY, George. 1999. "The Univac Solid State Computer". *Unisys History Newsletter.* [En ligne]. 1:2. http://www-static.cc.gatech.edu/gvu/people/randy.carpenter/folklore/v1n2.html (Page consultée le 13 mars 2006)

GREEN, M. 1956. "The Gaussistor, a Solid-state Electronic Valve". *IEEE Transactions on Electron Devices.* 3:3. 133-141.

GRÉTILLAT, M.-A., YANG, Y.-J., HUNG, E.S., RABINOVICH, V., ANANTHASURESH, G.K., ROOIJ, N.F., SENTURIA, S.D. 1997. "Nonlinear Electromechanical Behavior of an Electrostatic Microrelay". *International Conference on Solid State Sensors and Actuators, 1997 (TRANSDUCERS '97).* États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2, P. 1141-1144.

GUNDERSON, C. F. 1 mars 1955. *Saturable reactor.* [En ligne]. 3 p. Int. Cl. H01F29/14 H01F29/00. Brevet américain 2 703 391. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US2703391&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

GURZHI, R.N., KALINENKO, A.N., KOPELIOVICH, A. I., YANOVSKY, A.V., BOGACHEK, E. N., LANDMAN, U. 2003. "A magnetic-field-effect transistor and spin transport". *Applied physics letters.* 83:22. 4577-4579.

HANES, M.H., BARTKO, J., HWANG, J-M., RAI-CHOUDHURY, P. 1988. "Radiation-Hard Static Induction Transistor". *IEEE Transactions on Nuclear Science.* 35:6. 1475-1479.

HARADA, Y., NAKANE, H., MIYAMOTO, N., KAWABE, U., GOTO, E., SOMA, T. 1987. "Basic Operations of the Quantum Flux Parametron". *IEEE Transactions on Magnetics.* 23: 5. 3801-3807.

HOLMES-SIEDLE, Andrew, ADAMS, Len. 1993. *Handbook of radiation effects.* 1st ed. Oxford Science Publications. 479 p.

HONEYWELL. 1998. Hall Effect Sensing and Applications. In *Honeywell web site*. [En ligne]. http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/solidstate/technical/hallbook.pdf (Page consultée le 9 mars 2006)

HORNREICH, R.M. 1972. "The Magnetoelectric Effect: Materials, Physical Aspects, and Applications". *IEEE Transactions on Magnetics*. 8:3. 584-589.

HUANG, R-M., YEH, F-S., HUANG, R-S. 1984. "Double-Diffusion Differential-Amplification Magnetic Sensor". *IEEE Transactions on Electron Devices*. 31:7. 1001-1004.

IGG COMPONENT TECHNOLOGY. 1997. *Radiation Test Summary Report No. RD248*. Agence Spatiale Européenne. 28 p. ESA-QCA9960T-C.

JAIN, K.C. 1991. "A Thyri-magnetodiode". *IEEE International SOI Conference*, 1991. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 140-141.

JAMERSON, C., BARKER, M. 1991. "Magamp Design with Ferrite Core Saturable Reactors". *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991 (APEC '91)*. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 359-364.

JAMERSON, C., CHEN, D.Y. 1993. "Techniques for reduction of required headroom in high-frequency magamp postregulators". *IEEE Transactions on Power Electronics*. 8:1. 90-94.

JOHNSON, M. 1994. "The all-metal spin transistor". *IEEE Spectrum*. 31:5. 47-51.

JOSEPHSON, B.D. 1974. "The Discovery of Tunneling Supercurrents". *Proceedings of the IEEE*. 62:6. 838-841.

JOSHI, C.H., MAVANUR, A., TAI, C-Y, HAN, Z-X, RODENBUSH, A.J., WONG, Y. 2004. "Cryogenic Magnetostrictive Materials and Devices". *AIP Conference*. États-Unis: American Institite of Physics. 710, P. 1891-1898.

KATANE, T., SAKAKI, Y. 1990. "Ferroresonant type DC power supply controlled by fully magnetic technique". *IEEE Transactions on Magnetics*. 26:5. 2256-2258.

KATANE, T., FUWA, M., SAKAKI, Y. 1991. "Analysis of Ferroresonant Type DC Power Supply Controlled by Fully Magnetic Technique". *13th Telecommunications Energy Conference, 1991 (INTELEC '91)*. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 167-170.

KHAN, M. Ibrahim A. 1974. *Theory and Analysis of Parametric Frequency Changers*. 112 p. Mémoire de maîtrise en génie électrique, Nova Scotia Technical College.

KNIGHTS, M.A., ERICKSON, K.L. 1991. "Controlled Transformer". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991 (APEC '91). États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 556-564.

KOYASHIKI, T., OHZORA, S. 1988. "Control Characteristics in a Magnetic-Amplifier-Controlled DC-DC Converter". 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988 (PESC '88). États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 390-397.

LENZ, J.E. 1990. "A Review of Magnetic Sensors". *Proceedings of the IEEE*. 78:6. 973-989.

LIU, S-I., WEI, J-F., SUNG, G-M. 1999. "SPICE Macro Model for MAGFET and its Applications". *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing*. 46:4. 370-375.

LIPKIN, D.M. 6 juin 1961. *Transverse Magnetic Amplifier*. [En ligne]. 10 p. Int. Cl. H03F9/00 H03F9/00. Brevet américain 2 987 667. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US2987667&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

MARSOCCI, V. 1966. "Optimal biasing of magnetoresistive amplifiers". IEEE Transactions on Magnetics. 2:4. 744-747.

MATISOO, J. 1967. "The Tunneling Cryotron – A Superconductive Logic Element Based on Electron Tunneling". *Proceedings of the IEEE*. 55:2. 172-180.

MCCREARY, H.J. 27 juillet 1948. *Magnetic frequency changer*. [En ligne]. 8 p. Int. Cl. H01F38/04 H01F38/00. Brevet américain 2 445 857. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US2445857&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

MCCREARY, H.J. 16 septembre 1952. *Magnetic Cross valve having self-starting characteristics*. [En ligne]. 4 p. Int. Cl. H01F38/04; H01F38/00. Brevet américain 2 611 120. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US2611120&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

MCGUIRE, T.R., POTTER, R.I. 1975. "Anisotropic Magnetoresistance if Ferromagnetic 3d Alloys". *IEEE Transactions on Magnetics*. 11:4. 1018-1038.

MOHRI, K., KAWASHIMA, K., KOHZAWA, T., YOSHIDA, H. 1993. "Magneto-Inductive Element". *IEEE Transactions on Magnetics*. 29:2. 1245-1248.

MOHRI, K., BUSHIDA, K., NODA, M., YOSHIDA, H., PANIVA, L.V., UCHIYAMA, T. 1995. "Magneto-Impedance Element". *IEEE Transactions on Magnetics*. 31:4. 2455-2460.

MORTIMER, H.T. 21 avril 1959. *Magnetic frequency changer*. [En ligne]. 7 p. Int. Cl. Brevet américain 2 883 604.

NATIONAL AERONAUTICS AND SPACE ADMINISTRATION. 1996. *Goddard Space Flight Center Preferred Parts List*. Notice 1. Goddard Space Flight Center. 291 p. PPL-21.

OKANUMA, S., ICHINOKURA, O., MURAKAMI, K. 1984. "A new Variable-voltage Parametric Transformer using Bridge-connected Magnetic Circuit". *IEEE Transactions on Magnetics*. 20:5. 1777-1779.

PANIVA, L.V., KATOH, H., MOHRI, K., KAWASHIMA, K. 1993. "Magnetization Process in Amorphous Wires in Orthogonal Fields". *IEEE Transactions on Magnetics*. 29:6. 2524-2526.

PATRICK, S.L., BEARDEN, T.E., HAYES, J.C., MOORE, K.D., KENNY, J.L. 26 mars 2002. *Motionless Electromagnetic Generator*. [En ligne]. 15 p. Int. Cl. H01F29/14 H01F29/00. Brevet américain 6 362 718. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US6362718&F=0 (Page consultée le 3 mai 2006)

PIASKOWSKI, Andrew. D. 1995. *R&D Proposal – "FETLESS" power conversion by method of magnetically biased orthogonal oscillators*. St-Anne de Bellevue: Spar Aerospace Ltd. 18 p.

PIASKOWSKI, Andrew. D. 2002. *Magnetic power amplification and conversion for space applications – An investigation proposal*. St-Hubert: Agence spatiale canadienne. 9 p.

RAYCHEM. 2006. Fundamentals of PolySwitch Overcurrent and Overtemperature Devices. In *Raychem Circuit Protection web site*. [En ligne]. http://www.circuitprotection.com/06Databook/fundamentals/PSWFundamentals.pdf (Page consultée le 9 mai 2006)

REIDER, Harald. 2003. Serious inconsistencies in Beardens MEG and his other theories. In *Philadelphia Association for Critical Thinking web site*. [En ligne]. http://www.phact.org/e/z/bearden/bearden.pdf (Page consultée le 1er juin 2006)

RODRIGUEZ-TORRES, R., GUTIÉRREZ-DOMINGUEZ, E. 2004. "Analysis of Split-Drain MAGFETs". *IEEE Transactions on Electron Devices*. 51:12. 2237-2245.

RUSSEL, K.J., APPELBAUM, I., WEI, Y., MONSMA, D.J., CAPASSO, F. , MARCUS, C.M., NARAYANAMURTI, V., HANSON, M.P., GOSSARD, A.C. 2004. "Avalanche spin-valve transistor". *Applied physics letters*. 85:19. 4502-4504.

SAKAMOTO, Y., NATSUSAKA, M., MURAKAMI, K. 1995. "A Planar Transformer Utilizing a Parametric Oscillation". *IEEE Transactions on Magnetics*. 31:6. 4238-4240.

SEN, Pankaj K. 1974. *Theory and Analysis of the Two-C-Core Parametric Transformer*. 141 p. Thèse de doctorat en génie électrique, Nova Scotia Technical College.

SKUTT, G.R. 1996. *High-frequency dimensional effects in ferrite-core magnetic devices.* 176 p. Thèse de doctorat en génie électrique, Virginia Polytechnic Institute and State University.

SKOBARIKHIN, Y.V., BASHKIROV, Y.A., IVANOV, V.M., CHERNAVSKY, Y.P. 1992. "Cryotron converters for the supply of superconducting magnet windings". *IEEE Transactions on Magnetics.* 28:1. 422-425.

SNELLING, E.C. 1969. *Soft ferrites properties and applications.* 1st ed. Mullards Research Laboratories: London Ilife Books. 390 p.

SUN, N., CHEN, D.Y., LEE, F.C., GRADZKI, P.M., KNIGHTS, M.A. 1996. "Forward converter regulator using controlled transformer". *IEEE Transactions on Power Electronics.* 11:2. 356-364.

TAKAMIYA, S., FUJIKAWA, K. 1972. "Differential Amplification Magnetic Sensor". *IEEE Transactions on Electron Devices.* 19:10. 1085-1090.

TIPLER, Paul A. 2000. The Microscopic Theory of Electrical Conduction. In *Physics for scientists and engineers.* [En ligne]. http://www.whfreeman.com/tipler4e/pdf/ch27.pdf (Page consultée le 13 mars 2006)

TOFFOLO, D.S., LARSON, L.R. 23 avril 1963. *Flux Switching Transformer.* [En ligne]. 5 p. Int. Cl. H01F29/14 H01F29/00. Brevet américain 3 087 108. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US3087108&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

VALSECCHI, Nicolas. 2004a. *Convertisseur de puissance par amplification magnétique pour application spatiale - Rapport d'étape #1: Présentation du projet.* St-Hubert: Agence spatiale canadienne - École Polytechnique de Montréal. 37 p.

VALSECCHI, Nicolas. 2004b. *Convertisseur de puissance par amplification magnétique pour applications spatiales.* Montréal: École Polytechnique de Montréal. 5 p.

VALSECCHI, Nicolas. 2005a. *Convertisseur de puissance par amplification magnétique pour application spatiale - Rapport d'étape #2: Hacheur Élévateur Orthogonal Ferro-résonant*. St-Hubert: Agence spatiale canadienne - École Polytechnique de Montréal. 75 p.

VALSECCHI, Nicolas. 2005b. *Convertisseur de puissance par amplification magnétique pour application spatiale - Rapport d'étape #3: Hacheur Élévateur Orthogonal Ferro-résonant Revisité*. St-Hubert: Agence spatiale canadienne - École Polytechnique de Montréal. 67 p.

VERMA, R.P. 1971. *An Analytical and Experimental Study of Parametric Transformers*. 69 p. Mémoire de maîtrise en génie électrique, Nova Scotia Technical College.

VINAL, A.W., MASNARI, N.A. 1982. "Magnetic Transistor Behavior Explained by Modulation of Emitter Injection, not Carrier Deflection". *IEEE Electron Devices Letters*. 3:8. 203-205.

WANLASS, L.K. 24 septembre 1968. *Electrical Energy Translating Devices and Regulator Using the Same*. [En ligne]. 28 p. Int. Cl. G05F1/325 H01F29/14 H03G1/00 H03K17/82 G05F1/10 H01F29/00 H03G1/00 H03K17/51. Brevet américain 3 403 323. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US3403323&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

WANLASS, L.K. 6 mai 1969. *Variable Inductor Conversion System*. [En ligne]. 18 p. Int. Cl. H03K17/82 H03K17/51. Brevet américain 3 443 198. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US3443198&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

WILSON, T.G. 2000. "The evolution of power electronics". *IEEE Transactions on Power Electronics*. 145:3. 439-446.

YAMAGUCHI, S., SASAO, H., HASEGAWA, H., IKEDA, K. 28 mai 1996. *Rectifying Saturable Reactor*. [En ligne]. 8 p. Int. Cl. H01F17/06 H01F38/02 H01F17/06 H01F38/00. Brevet américain 5 521 810.

http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US5521810&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

YAMAMOTO, K., SUGAI, T., OHTSU, S. 1993. "A High-efficiency, High-power DC-DC Converter Using High-voltage BSITs". *Power Conversion Conference, 1993*. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 177-182.

YASUMARA, M., ISHIGAKI, Y. 13 juillet 1982. *Voltage Regulator Using Saturable Transformer*. [En ligne]. 14 p. Int. Cl. G05F1/325 H01F29/14 G05F1/10 H01F29/00. Brevet américain 4 339 792. http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=US4339792&F=0 (Page consultée le 13 mars 2006)

ZHUANG, W.W., PAN, W., ULRICH, B.D., LEE, J.J., STECKER, L., BURMASTER, A., EVANS, D.R., HSU, S.T., TAJRI, M., SHIMAOKA, A., INOUE, K., NAKA, T., AWAYA, M., SAKIYAMA, K., WANG, Y., LIU, S.Q. WU, N.J., IGNATIEV, A. 2002. "Novel colossal magnetoresistive thin film nonvolatile random access memory (RRAM)". *International Electron Devices Meeting, 2002 (IEDM '02)*. États-Unis: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1, P. 193-196.

ZORPETTE, G. 2001. "The Quest for the Spin". *IEEE Spectrum*. 38:12. 30-35.

ANNEXES

ANNEXE A EFFET DES RADIATIONS SUR LES COMPOSANTES ÉLECTRONIQUES

A.1 DÉFINITIONS

Afin de comprendre l'environnement ionisant et les caractéristiques des composantes électroniques en radiation, les termes et les définitions suivantes sont fournis:

- L'électron-volt (eV) est l'énergie de la particule (1 eV = 1.6x10-19 J).
- La densité de flux ionisant, appelé aussi flux, est le nombre de particules passant à travers une section par unité de temps (cm^{-2} s^{-1}). La section considérée est un cercle de 1 cm^2.
- La fluence est l'intégrale de la densité de flux par rapport au temps (cm^{-2}).
- La dose totale ionisante [TID], ou dose totale, est une mesure du degré d'exposition. Elle quantifie l'effet cumulatif des radiations. Les deux unités utilisées sont le Grey (Gy) et le rad. Un Grey correspond à une déposition de 1 J par kg tandis que 1 rad correspond à $1x10^{-2}$ Gy. Même si le Grey est l'unité SI, le rad est le plus souvent utilisé dans la littérature et dans les fiches techniques des manufacturiers de composantes électroniques tolérantes ou résistantes aux radiations. La dose totale se calcule en tenant compte de l'énergie des particules et de la nature du matériau qui absorbe les radiations à cause du coefficient d'absorption.

A.2 ENVIRONEMENT SPATIAL

L'environnement spatial est composé d'une variété de particules ayant des énergies allant des eV aux TeV. Leurs sources sont principalement les suivantes:

1. ceinture de radiation contenue dans le champ magnétique terrestre (électrons et protons d'origine solaire ayant des énergies jusqu'à plusieurs centaines de MeV);
2. rayons cosmiques galactiques, solaires et terrestres (ions lourds pouvant avoir des énergies supérieures au TeV);

3. éruptions solaires (protons, électrons, particules alpha et ions lourds avec des énergies jusqu'à des centaines de MeV).

Le degré d'exposition d'un engin spatial dépend de sa position dans l'espace et du moment précis de la mission (à cause des éruptions solaires notamment). La TID pour une mission peut être prédite à l'aide de simulations s'appuyant sur des données expérimentales et théoriques. Le tableau A.1 montre les doses totales annuelles prédites pour différents types de mission en considérant un blindage en aluminium de 1 mm, soit l'équivalent de l'épaisseur typique d'un boîtier d'un sous-système électronique.

Tableau A.1: Dose totale ionisante annuelle prédite pour différentes missions

Exemple de mission	Orbite / Environnement			TID
	Type	Diamètre[29] (km)	Inclinaison (°)	(rad(Si) / année)
Station Spatiale Internationale (ISS)	Basse (LEO)	450	51,0	$1,0x10^3$
Radarsat	Héliosynchrone	792	98,5	$9,6x10^3$
Satellite GPS	Moyenne (MEO)	22600	55,0	$1,9x10^6$
Satellite de communication	Géosynchrone (GEO)	35790	0,0	$1,1x10^6$
Télescope Spatial James Webb (JWST)	Deuxième point de Lagrange (L2)	1500000	N.A.	$9,4x10^3$
Voyage vers Mars	N.A. (Phase de croisière et sur Mars)	N.A.	N.A.	$5,2x10^3$

[29] Orbite circulaire dans tous les cas.

Il est important de mentionner que même si ce projet s'attarde spécifiquement à une application spatiale, plusieurs autres applications dans les domaines d'activités industriels et militaires sont soumises à un environnement en radiation comparable:

- centrales thermiques à réacteur nucléaire;
- traitement des aliments par radiation pour éliminer les bactéries;
- modification des matériaux par radiation;
- applications médicales et pharmaceutiques;
- aviation commerciale et militaire;
- armement;
- etc.

A.3 EFFET DES RADIATIONS

Le but du projet est de trouver un dispositif magnétique et une topologie qui permettent de remplacer ou de réduire l'utilisation des transistors qui servent de commutateurs dans les convertisseurs de puissance. L'emphase de l'étude comparative est mise sur la description des effets des radiations sur les MOSFET, car il s'agit du type de transistor le plus utilisé dans les convertisseurs à découpage de faible et de moyenne puissances. Les raisons de sa popularité sont son efficacité et la facilité de commande à basse fréquence, sa faible résistance de conduction ($r_{DS(on)}$) et sa région d'opération sécuritaire [SOA] rectangulaire. Le BJT a quant à lui l'inconvénient d'exiger un courant de commande significatif et a une tension de conduction $V_{CE(sat)}$ qui peut être inacceptable pour un convertisseur à faible tension. En plus, le phénomène d'emballement thermique peut mener à sa destruction. D'autres dispositifs comme le transistor à effet de champ à jonction [JFET] et le transistor à induction statique [SIT] sont aussi évalués.

A.3.1 Transistor MOSFET

Les effets des radiations sur les MOSFET et les autres semi-conducteurs utilisant le procédé MOS sont nombreux. Les moins graves sont les phénomènes de dégradation qui ne mènent pas nécessairement à leur destruction.

1) Diminution de la tension de seuil (V_T, $V_{GS(th)}$)

La figure A.2 montre la dégradation typique de V_T en fonction de la dose totale, tandis que la figure A.3 montre des résultats expérimentaux pour le transistor IRFY9140. La dégradation peut être très rapide pour des missions éloignées. En comparant les valeurs de la figure A.3 aux degrés d'exposition du tableau A.1, $V_{GS(th)}$ peut par exemple passer de -2.8 V à moins de -6 V après seulement 17 jours sur une orbite géostationnaire. La diminution de la tension de seuil se fait toujours dans la même direction peu importe si le canal est N ou P. Pour cette raison, le transistor de type P est plus fréquemment utilisé, car il peut être commandé avec une tension V_{SG} plus grande pour considérer l'effet des radiations. Par contre, l'utilisation de ce type de transistor n'est pas toujours possible dépendamment de la topologie de convertisseur choisie. Par ailleurs, $r_{DS(on)}$ est habituellement plus grande pour un transistor de type P. Dans le cas du type N, V_T peut même devenir négatif. L'utilisation dans ce cas d'une tension de commande négative apporte d'autres problèmes au point de vue de la sensibilité aux radiations qui dépassent le cadre de ce mémoire.

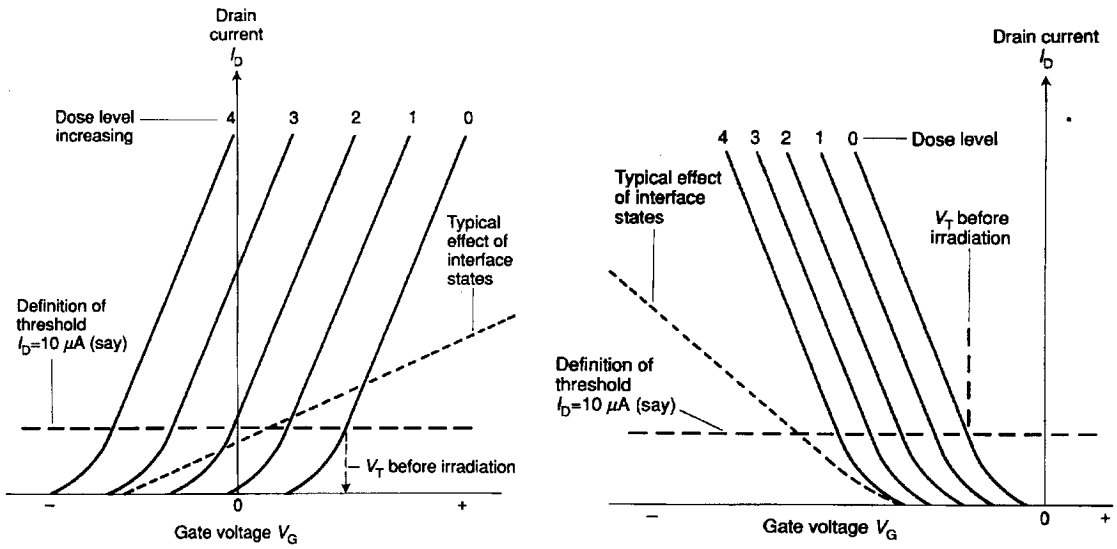


Figure A.1: Dégradation typique de V_T (gauche: type N, droite: type P)[30]

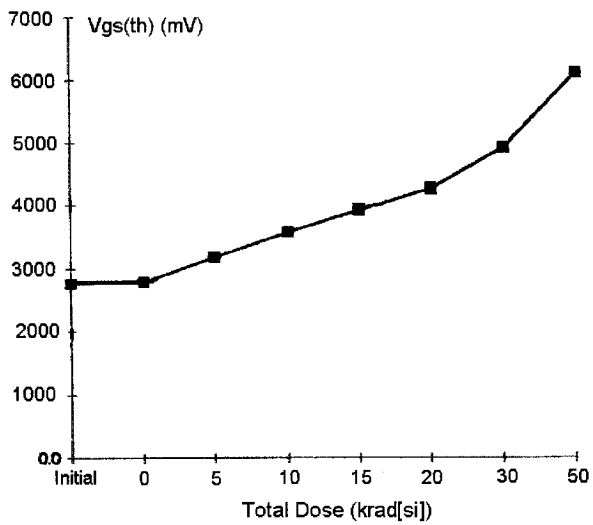


Figure A.2: $V_{GS(th)}$ en fonction de la dose totale pour le IRFY9140[31]

2) Dégradation de la transconductance (g_{fs})

La dégradation de g_{fs} est due à la réduction de la mobilité dans le canal. Elle se fait habituellement sentir à de fortes doses (typiquement 1 Mrad(Si)).

---

[30] Source: (Holmes-Siedle et Adams 1993), figures 4.3 et 4.5.

3) Réduction de la tension de claquage (BV_{DSS}):

La tension BV_{DSS} peut réduire considérablement en fonction de la dose totale. L'utilisation d'un facteur de sécurité plus élevé lors de la conception peut contrer ce problème en acceptant une diminution de performance[32].

Le problème le plus inquiétant est celui de "burn-out", car c'est un événement singulier qui mène à la destruction du transistor. La source du problème provient du fait que la structure verticale du transistor MOS introduit l'apparition d'un transistor bipolaire parasite qui se trouve à être branché comme un thyristor. Une particule ionisante suffisamment chargée peut faire conduire le transistor parasite et ainsi créer un "latch-up". Une technique de mitigation consiste à opérer le transistor avec une tension drain-source largement inférieure à BV_{DSS}.

Certains manufacturiers offrent des transistors de type "rad-hard" capables de supporter des doses totales de 100 krad, 1 Mrad ou plus et certains sont certifiés comme étant tolérant au "burn-out".

A.3.2 Transistor BJT

Les transistors bipolaires affichent généralement un meilleur comportement face aux radiations, mais subissent quand même les dégradations suivantes:

1) diminution graduelle du gain (h_{fe});
2) augmentation graduelle du courant de fuite dans le collecteur (I_{CBO});
3) augmentation graduelle de la tension de saturation collecteur-émetteur ($V_{CE(sat)}$);
4) effets transitoires de courant de photons.

---

[31] Adapté de: (IGG Component Technology 1997), page 2.

[32] $r_{DS(on)}$ est habituellement plus élevé pour des transistors ayant un BV_{DSS} plus élevé.

Les transistors ayant un faible gain et une grande tension de claquage $V_{CEO(max)}$ ont une meilleure immunité aux dégradations, mais l'utilisation de transistors à faible gain ($h_{FE} \approx 40$) est souvent inacceptable à cause de la faible efficacité résultante.

A.3.3 Transistors SIT et JFET

Le tableau A.2 montre les résultats de test en radiation d'un SIT pour une dose totale de 100 Mrad. Les propriétés ont été que très légèrement affectées. L'inconvénient est que ces transistors sont des dispositifs "normalement ouverts", ce qui oblige à adopter de nouvelles approches de conception.

Les JFET a aussi une très bonne résistance aux radiations mais est très peu utilisé pour des applications spatiales. Par exemple, la liste de composantes électroniques suggérées PPL-21 ne répertorie aucun transistor JFET de plus de 500 mW dans sa dernière révision (National Aeronautics and Space Administration [NASA] 1996).

Récemment, le transistor bipolaire à induction statique [BSIT] est apparu dans la littérature et offre les avantages d'être un dispositif "normalement fermé" et d'offrir un haut niveau de performance (Yamamoto, Sugai et Ohtsu 1993). La compagnie Hitachi a annoncé en 2003 le développement d'un nouveau transistor SIT au carbure de silicium (SiC), lequel promet une plus grande efficacité et une opération à haute température. Selon la référence (Édition de l'électricité et du développement durable 2003), le transistor devrait être mis en marché en 2008.

Tableau A.2: Résultats de test en radiations pour un transistor SIT[33]

Device #	Drain-Gate Breakdown Voltage (V_{dg}) at I_{dg} = 10 mA and 25°C		Source-Gate Breakdown Voltage (V_{ag}) at I_{ag} = 10 mA and 25°C		Blocking Gain		On-resistance (R_{on}), ohms at I_{ds} = 10 A and 25°C, Gate Shorted to Source		Minority Carrier Lifetime After Irradiation
	Before Irradiation	After Irradiation	Before Irradiation	After Irradiation	Before Irradiation	After Irradiation	Before Irradiation	After Irradiation	µs
2A*	240	260	49	54	3.75 at 150V (V_{dg})	3.66 at 150V (V_{dg})	0.042	0.056	45
2B*	340	340	58	65	5.5 at 220V (V_{dg})	5.37 at 220V (V_{dg})	0.051	0.057	45
* Electron irradiation, 2 MeV, dose 10^8 rads (5×10^{15} e/cm^2)									

A.3.4 La diode

Généralement parlant, sauf pour des radiations de particules lourdes, l'action de redressement qu'effectue la diode n'est pas affectée sérieusement par les radiations (Holmes-Siedle et Adams 1993). L'exposition aux radiations provoque une légère augmentation du courant de fuite ainsi que de la chute de potentiel en conduction directe.

A.3.5 Dispositifs magnétiques

Les dispositifs magnétiques offrent quant à eux une très grande immunité aux radiations. Par exemple, les mémoires magnétiques sont tolérantes à des doses supérieures au Mrad. Quant aux inductances, transformateurs de puissance et amplificateurs magnétiques, la dégradation lorsque qu'ils sont soumis aux radiations est quasi inexistante et ne vaut même pas la peine d'être vérifiée lors de leur qualification. L'effet sur les propriétés des ferrites a été étudié, mais aucune dégradation notable n'a été observée. Il est à noter que les semi-conducteurs sont généralement beaucoup plus susceptibles que les composantes électroniques passives (DODUSA 1985).

[33] Reproduit de: (Hanes, Bartko, Hwang et Rai-Choudhury 1988), table 1.

ANNEXE B INVENTIONS CONTROVERSÉES

B.1 REDRESSEUR MAGNÉTIQUE

Dans un de ses brevets, Wanlass (1969) propose une application pratique du transformateur paramétrique pour redresser une tension alternative, tel que reproduite à la figure B.1. L'enroulement de contrôle (57) est branché en série avec une diode (58) sur une source alternative. Lorsque la tension alternative est positive, la diode conduit et le courant dans l'enroulement de contrôle (57) produit une diminution de l'inductance de l'enroulement principal (54). Ceci a pour effet d'augmenter le courant dans la charge (56) pendant le demi-cycle positif. Durant le demi-cycle négatif, aucun courant ne passe à travers l'enroulement de contrôle (57), ce qui a pour effet de rendre l'inductance de l'enroulement (54) maximale et ainsi diminuer le courant dans la charge (56).

Wanlass n'a pas tort dans ses explications, mais ces dernières sont trompeuses lorsqu'il affirme que ce circuit est une alternative au redresseur demi-onde traditionnel (utilisant une diode). La raison est qu'il est impossible de l'utiliser pour le blocage d'une tension continue.

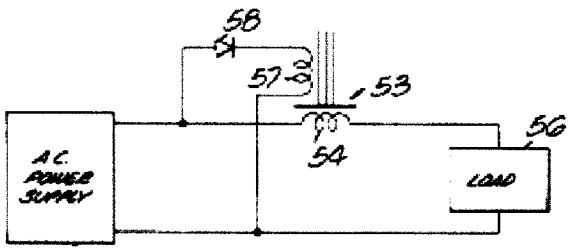


Figure B.1: Redresseur magnétique de Wanlass[34]

Dans un autre brevet, Yamaguchi, Sasao, Hasegawa et Ikeda (1996) proposent d'utiliser une inductance saturable comme redresseur. Tout comme le circuit de Wanlass, un amplificateur magnétique remplace le circuit redresseur demi-onde traditionnel. Le principe de fonctionnement du circuit de la figure B.2 se base sur le même principe que

[34] Source: (Wanlass 1969), figure 10.

l'amplificateur magnétique de la section 1.1.1.1. Une boucle de courant I_2 fait "désaturer" SR lorsque thyristor Th_2 conduit.

Encore une fois, même s'il est vrai que SR peut contrôler le courant en faisant varier le degré de saturation du noyau, aucune différence de potentiel continue ne peut être générée à ses bornes. Dans ce brevet, l'inventeur ne reconnaît pas le contraire étant donné que son circuit est destiné à une charge purement inductive. Par contre, il est trompeur de proposer ce circuit comme alternative à la diode. Par ailleurs, étant donné que le courant dans L_1 est le même que dans Th_1, il est questionnable d'utiliser ce circuit complexe au lieu du circuit redresseur demi-onde traditionnel.

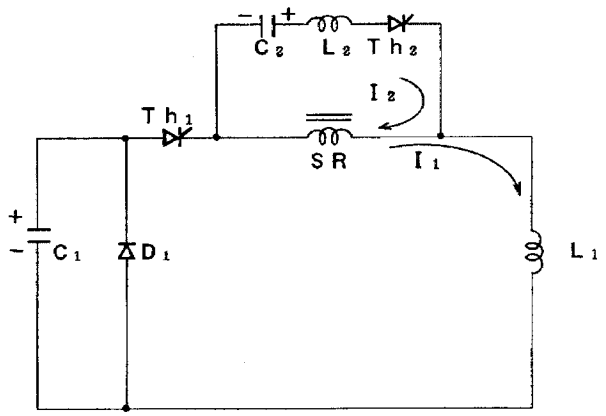


Figure B.2: Redresseur magnétique de Yamaguchi[35]

B.2 GÉNÉRATEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE STATIQUE

Le Dr. Thomas E. Bearden et ses quatre autres co-inventeurs présentèrent en l'an 2000 une demande de brevet pour le générateur électromagnétique statique [MEG], un amplificateur magnétique capable d'offrir un coefficient de performance [COP] supérieur à 1. Cette caractéristique exceptionnelle implique que la puissance fournie à la sortie du convertisseur est plus grande que la puissance fournie à l'entrée. Selon les inventeurs, il est possible d'obtenir un COP pouvant aller jusqu'à 100.

---

[35] Source: (Yamaguchi, Hiroyuki, Hasegawa et Ikeda 1996), page 1.

Dans l'article (Bearden, Hayes, Kenny, Moore et Patrick 2000) présenté au département de l'énergie des États-Unis [DoE], ils expliquent comment le circuit fonctionne et comment les lois de la thermodynamique, de la physique et de l'électrodynamique ont "rigoureusement" été respectées. Selon eux, ils peuvent extraire l'énergie du vide en utilisant le dipôle d'un aimant permanent. En fait, l'énergie proviendrait du quatrième espace "dimension-temps" sous forme d'énergie "réactive". Le dipôle magnétique serait capable de reconvertir l'énergie réactive en énergie réelle dans l'espace 3 dimensions. La loi de la conservation de l'énergie ne serait pas violée par le fait que le convertisseur fonctionne en boucle ouverte, c'est-à-dire en recevant constamment de l'énergie du "vide".

Dans le circuit magnétique composé d'un aimant permanent cristallin et d'un noyau laminé d'alliage amorphe, il y a deux enroulements de contrôle et de deux enroulements de sortie, mais aucun enroulement primaire étant donné que l'énergie est extraite du "vide"! Même si les auteurs ne l'ont jamais prouvé, le circuit serait capable de fonctionner en boucle fermée. Selon Bearden, son circuit miraculeux est capable de fournir une énergie perpétuelle et sera apte à combler les besoins énergétiques du futur. Contrairement aux circuits de puissance conventionnels, le sien fonctionne en boucle ouverte...

Cette supercherie s'est rapidement fait démasquer, mais de nombreuses personnes à travers le monde continuent d'y croire. Un article d'Harald Reider (2003), met en lumière les sérieuses inconsistances et le manque de rigueur scientifique du travail de Bearden. Les résultats prouvant le fonctionnement du circuit seraient en fait faussés par une erreur dans la manière de mesurer le courant de sortie au secondaire et la théorie énoncée serait le résultat d'une interprétation erronée des lois de l'électrodynamique.

Les inventeurs ont finalement réussi à obtenir un brevet pour le MEG (Patrick, Bearden, Hayes, Moore et Kenny 2002). Selon le Philadelphia Association of Critical Thinking, il y a environ 600 brevets depuis 100 ans qui ont été émis pour des inventions similaires. Par exemple, une autre demande de brevet pour une invention pratiquement identique avait déjà été déposée en France (Galey 1975). Aujourd'hui, des pays comme la France et

les États-Unis refusent systématiquement les demandes de brevet pour des machines à énergie perpétuelle.

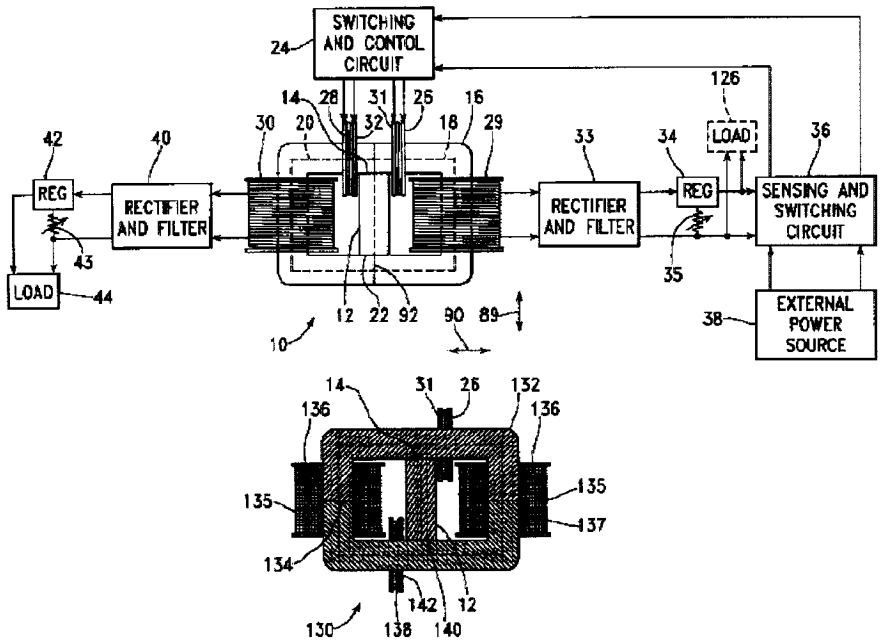


Figure B.3: Générateur électromagnétique statique

ANNEXE C DISPOSITIFS MAGNÉTORÉSISTIFS

C.1 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF ORDINAIRE [OMR]

La plupart des matériaux ayant des propriétés non ferromagnétiques montrent une augmentation de leur résistivité lorsqu'un champ magnétique est appliqué. De façon générale, la résistance d'un élément magnétorésistif varie selon l'équation suivante (Marsocci 1966):

$$R = R_0\left(1 + \alpha_m B^n\right) \tag{C.1}$$

où α_m est le coefficient de magnétorésistance. L'effet OMR est habituellement proportionnel au carré du cosinus de l'angle entre le courant et le flux magnétique.

L'amplificateur magnétorésistif classique, ou "Gaussistor", utilise l'effet OMR pour faire varier la résistance d'un élément magnétorésistif placé entre la source et la charge. Le signal d'entrée est un courant qui génère le champ magnétique nécessaire à produire l'effet. Dans l'exemple de la figure C.1, un fil de bismuth enroulé de manière non-inductive est placé dans l'entrefer d'un noyau ferromagnétique. La variation de la résistance en fonction du courant de magnétisation est présenté à la figure C.2. Cette première varie beaucoup à basse température mais très peu à température ambiante.

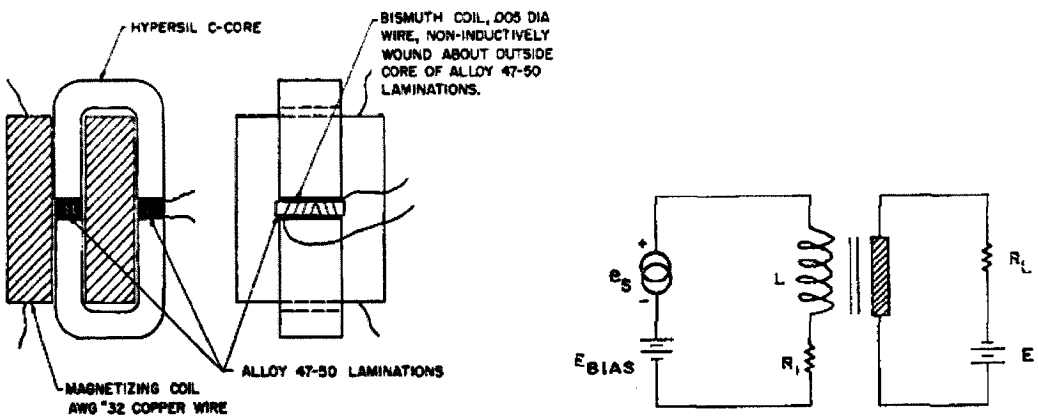


Figure C.1: Amplificateur magnétorésistif classique[36]

[36] Source: (Green 1956), figures 1 (gauche); (Marsocci 1966), figure 1a (droite).

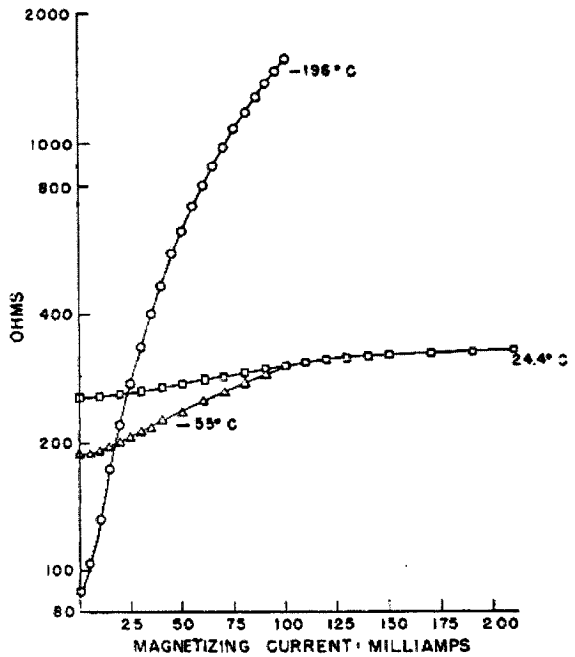


Figure C.2: Magnétorésistance en fonction du courant de magnétisation[37]

C.2 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF EXTRAORDINAIRE OU ANISOTROPIQUE [AMR]

La découverte de l'effet AMR a été faite en 1857 par William Thomson (McGuire et Potter 1975). Contrairement à l'effet OMR qui dépend de l'orientation du champ magnétique appliqué, l'effet AMR dépend du sens de magnétisation spontané. Due à cet effet, la résistance est réduite lorsque le vecteur de magnétisation M est désaligné par rapport à la direction du courant. En effet:

$$R = \frac{R_{//} + R_{\perp}}{2} + \frac{(R_{//} + R_{\perp})\cos(2\xi)}{2} = R_0 + \frac{\Delta R \cos(2\xi)}{2} \qquad \text{(C.2)}$$

où $R_{//}$ et $R_{\perp}$ sont respectivement les résistances lorsque le vecteur de courant est parallèle ou perpendiculaire au vecteur M, tandis que ξ est l'angle entre les deux vecteurs. Cela implique que la MR transversale est plus petite que dans la direction longitudinale, de 2 à 3 % dépendamment du matériau (Gordon, Schwee, Anderson et Hunter 1981).

---

[37] Source: (Green 1956), figure 3.

Un exemple d'amplificateur utilisant l'effet AMR dans une couche mince de matériau anisotropique comme le Permalloy est présenté à la figure C.3 de gauche. L'enroulement (42, 44) produit un champ magnétique de polarisation H_B égal au champ anisotropique H_K qui fournit l'orientation de M dans selon l'axe dur ("hard axis") du matériau anisotropique (22, 24, 26), lequel constitue l'élément de sortie. Le champ H_B est affecté par le champ généré par le signal d'entrée I_S, lequel génère un champ H_S dans la direction de l'axe facile ("easy axis"). Le signal d'entrée force ainsi à tourner la direction de M vers l'axe facile, tel qu'illustré à la figure C.3. Cela a pour effet de faire changer la MR de l'élément de sortie, lequel a un grain orienté à un angle de 45 ° afin de provoquer le maximum de changement de résistance possible (ce fait est observable à partir de l'équation C.2). Le changement de MR débalance le pont résistif de sortie et provoque ainsi l'amplification du signal I_S. L'amplificateur de cet exemple produit un gain élevé de puissance pour de très faibles courants, mais inférieur à 1 pour des courants supérieurs à 0,2 mA (Gordon, Schwee, Anderson et Hunter 1981).

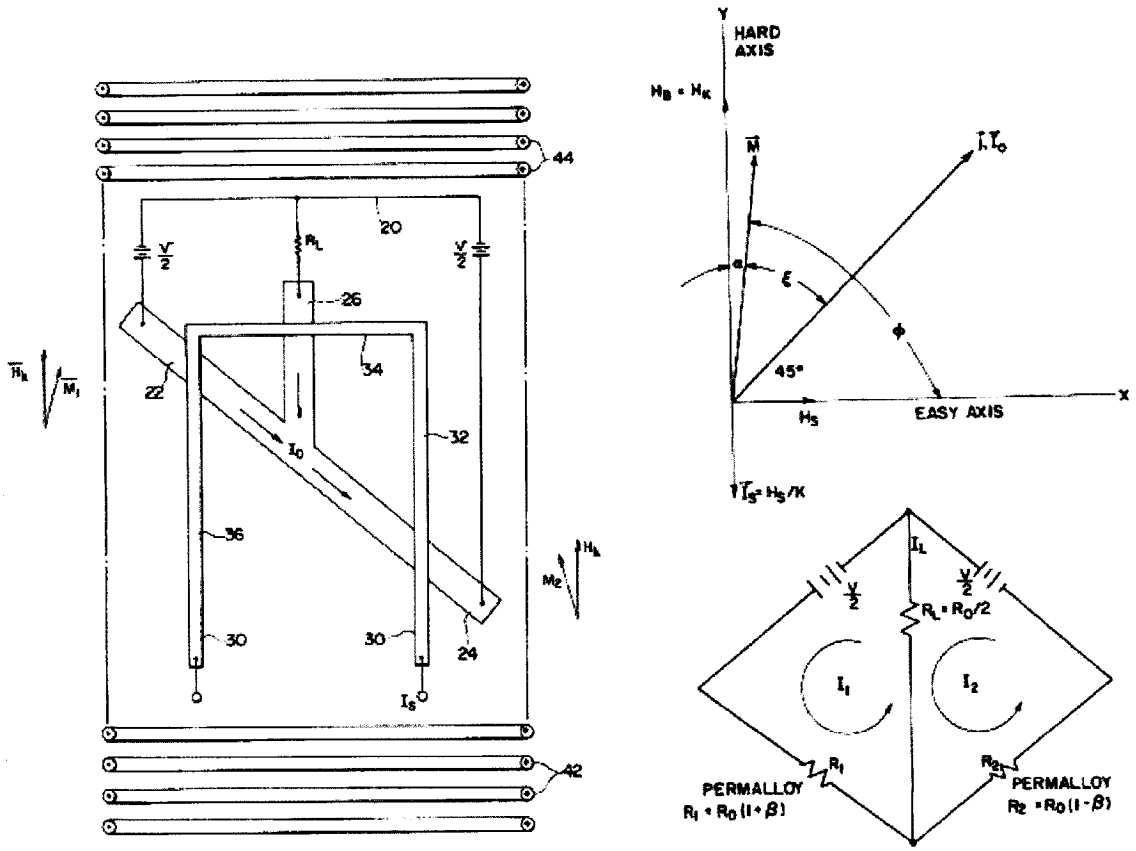


Figure C.3: Amplificateur à effet AMR[38]

C.3 EFFET D'ÉTAT ÉLECTRIQUE INTERMÉDIAIRE [EIS]

Selon la théorie de la supraconductivité développée par Bardeen, Cooper et Schrieffer en 1957 (théorie BCS), les électrons dans un supraconducteur sont jumelés en paires dites de Cooper à très basses températures (Tipler 2000). Dans cet état, les électrons ont un spin opposé, de telle sorte qu'ils s'annulent. Contrairement aux électrons à températures normales, les paires de Cooper n'obéissent pas au principe d'exclusion de Fermi, ce qui veut dire que chacune d'entre elles peut être dans le même état d'énergie. Étant donné que les paires peuvent bouger toutes ensemble et de la même façon, une résistivité nulle est observée sous la température critique de supraconductivité T_c.

[38] Source: (Gordon, Schwee, Anderson et Hunter 1981), figures 1, 2 et 3.

Le phénomène de supraconductivité a originellement été découvert avec des éléments ayant une température critique entre 0,1 K (hafnium et iridium) et 9,2 K (niobium). Le développement de nouveaux alliages fit grimper la température critique de certains matériaux à 23,2 K en 1973 (Nb_3Ge), 77 K en 1986 et 125 K en 1998.

C.3.1 Cryotron

La chute de potentiel aux bornes d'un supraconducteur qui conduit un courant dans la région de transition résistive située près de la température critique dépend du champ magnétique présent. Un amplificateur magnétorésistif nommé Cryotron utilise cette effet pour moduler, avec un champ magnétique produit par le signal d'entrée, la résistance de l'élément supraconducteur appelée grille (English 1965). Il est aussi possible d'effectuer le contrôle de l'élément supraconducteur de façon thermique, c'est-à-dire en faisant varier sa température dans la région de T_C. Des expériences récentes ont montré des efficacités supérieures avec cette méthode (Skobarikhin, Bashkirov, Ivanov et Chernavsky, 1992).

Le Cryotron de la figure C.4 utilise la même structure de base que l'amplificateur magnétorésistif classique, à l'exception qu'un élément supraconducteur est inséré dans l'entrefer. L'élément supraconducteur peut être un fil enroulé comme pour le Gaussistor, mais est habituellement une couche mince déposée par évaporation.

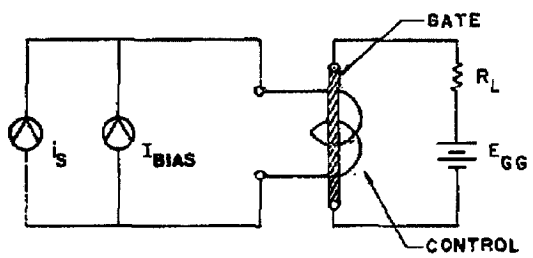


Figure C.4: Schéma électrique du Cryotron[39]

Le Cryotron à couches minces offre des avantages marqués par rapport à celui à fil enroulé. Les trois principales formes de ce premier sont à films croisés ("Crossed-film"),

---

[39] Source: (Marsocci 1966), figure 1b.

à films parallèles ("In-line")(Brennemann 1963) et à effet tunnel (Matisoo 1967), tel qu'illustré à la figure C.5.

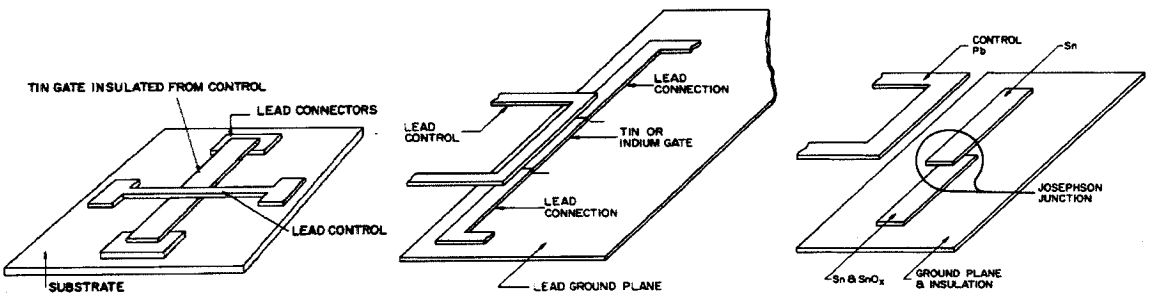


Figure C.5: Cryotrons à films croisés, parallèles et à effet tunnel (gauche à droite)[40]

Le cryotron à films croisés est la première géométrie de cryotron à couches minces à avoir été développée. Les enroulements de contrôle et la grille sont superposés à angle droit. À l'opposé, le cryotron à films parallèles superpose les éléments de contrôle et la grille, lesquels sont exactement de la même largeur. La littérature (Brennemann 1963) montre que cette géométrie permet de réduire la constante de temps L/R par rapport à celle à films croisés sans sacrifier le gain de courant. Par contre, le couplage magnétique entre l'élément de contrôle et la grille est plus grand.

Le cryotron à effet tunnel est constitué d'un mince couche isolante comprise entre deux métaux supraconducteurs, lesquels forment ensemble une jonction de Josephson. Selon la théorie de Josephson (1974) et Ginzburg-Landau, les paires de Cooper peuvent emprunter le tunnel diélectrique de la jonction sans résistance. Le courant est fonction de la différence de phase α entre les paires de Cooper dans chacun des deux supraconducteurs. Ce phénomène est connu sous le nom de l'effet Josephson CC:

$$I = \hat{I}\sin(\alpha) \tag{C.3}$$

où $\hat{I}$ dépend de l'épaisseur de l'isolant. La relation entre l'angle α et le champ magnétique H s'exprime comme suit:

---

[40] Source: (Matisoo 1967), figures 1, 2 et 3.

$$\nabla^{(2)}\alpha = \left(i_x \frac{\partial}{\partial x} + i_y \frac{\partial}{\partial y} \right) \alpha = \frac{2e(t + \lambda_1 + \lambda_2)}{hc} (\vec{H} \times \vec{n}) \tag{C.4}$$

où e est la charge de l'électron, h est la constante de Plank, c est la vitesse de la lumière et λ_1 et λ_2 sont les profondeurs de pénétration de chacun des deux supraconducteurs.

Par ailleurs, selon l'effet Josephson CA, si une tension continue v est appliquée aux bornes de la jonction, un CA est obtenu. La fréquence du CA est:

$$f = \frac{\partial \alpha}{dt} = \frac{2ev}{h} \tag{C.5}$$

C.3.2 Paramétron à flux quantique

En 1954, Goto proposa un dispositif logique appelé le "Parametron", basé sur le principe des oscillations paramétriques. Ce dispositif a la propriété de pouvoir générer des oscillations stables déphasées de 180 degrés. Dans les années 80, le même inventeur proposa la Paramétron à flux quantique [QFP]. Tel que montré à la figure B.6, le QFP utilise deux jonctions de Josephson (J1, J2) et deux inductances (L1, L2) formant une boucle supraconductive. Une ligne d'excitation couplée à L1 et L2 active la boucle, ce qui résulte en une amplification du signal d'entrée dirigé vers l'inductance de charge (Ld).

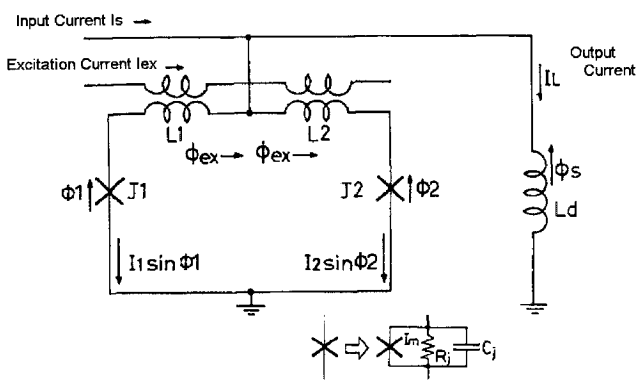


Figure C.6: Paramétron à flux quantique[41]

[41] Source: (Harada, Nakane, Miyamoto, Kawabe, Goto et Soma 1987), figure 1.

C.4 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF GÉANT [GMR]

Dans les années 60, les transistors remplacèrent complètement les amplificateurs magnétiques dans les mémoires à accès direct. Par contre, les couches minces magnétostrictives furent et continuent d'être utilisées dans les disques durs, disquettes, rubans magnétiques, etc. Plus récemment, un nouveau type de mémoire fut introduit sur le marché: la RAM résistive [RRAM] ou magnétoristive [MRAM]. Ces dernières sont basées sur l'utilisation de l'effet GMR. Cet effet a été démontré pour la première fois en 1988 dans des multicouches FeCr. Un champ de 1600 kA/m avait conduit à un changement de 45 % de MR à 4,2 K et 13 % à la température ambiante. Cette découverte marqua le début d'un nouveau champ de R&D appelé "spin-electronics" ou "spintronics".

Un courant électrique est constitué d'électrons qui ont deux directions ou états de spin possibles: haut (↑) et bas (↓). Dans un matériau non ferromagnétique, il y a autant d'électrons avec un spin haut que bas, ce qui n'est pas le cas dans un matériau ferromagnétique. L'état majoritaire est aligné avec le sens du vecteur de magnétisation M. L'effet GMR est le changement de résistance d'une structure multicouche mixte appelée valve spin ("spin valve"), telle que montrée à la figure C.7, qui apparaît lorsque la direction magnétisation des couches change.

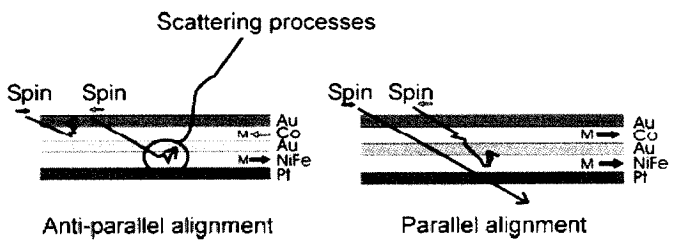


Figure C.7: Effet GMR dans une valve spin[42]

Le rôle du champ magnétique n'est pas d'influencer directement le mouvement des électrons, mais plutôt d'aligner les moments magnétiques des différentes couches ferromagnétiques. Avec un alignent antiparallèle de la magnétisation des couches, les électrons sont éparpillés dans une ou l'autre d'entre elles. Par contre, si les deux couches

---

[42] Source: (Erve 2002), figure 1.1.

sont magnétisées dans la même direction, les électrons qui ont un spin dans la même direction que M passent plus facilement. Cela résulte en une résistance plus faible.

C.4.1 Transistor à valve spin [SVT] ou magnétotransistor

Le SVT a été introduit en 1995. Sa construction ressemble à celle du transistor à base métallique [MBT], à l'exception que la base est une valve spin. Dans l'exemple de la figure C.8, la valve spin utilise les mêmes matériaux que ceux de la figure C.7. Les électrons sont émis dans l'émetteur en le polarisant. Étant donné que la base est une valve spin, les électrons ayant un spin opposé à la direction de magnétisation du matériau ferromagnétique perdent de l'énergie à cause de l'effet d'éparpillement et ne peuvent pas contribuer au courant de collecteur en traversant la deuxième barrière de Schottky. Ces électrons contribuent plutôt au courant de base.

La figure C.9 montre un exemple de caractéristique de courant de collecteur en fonction du champ magnétique pour un courant d'émetteur de 50 mA. Même si la variation du magnétocourant [MC] est appréciable, le courant de collecteur est 10000 fois plus petit que le courant d'émetteur (α=1x10^{-4}). Avec ce genre de caractéristique, il est impossible d'espérer pouvoir utiliser ce dispositif comme commutateur puissance étant donné que le gain de courant est largement inférieur à 1 .

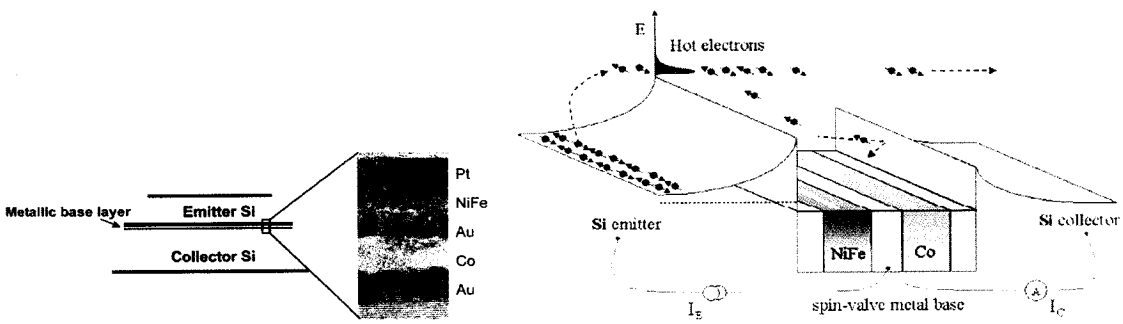


Figure C.8: Construction et fonctionnement du transistor SVT[43]

[43] Source: (Erve 2002), figures 2.1 et 2.2.

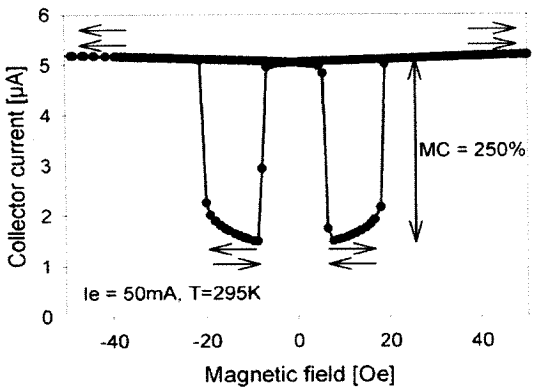


Figure C.9: Caractéristique typique d'un SVT[44]

Étant un MBT, le SVT présente une limitation inhérente de gain. Le rapport de transfert de courant (α) maximal théorique pour un MBT est en fait égal à 1 (Russel, Appelbaum, Wei, Monsma, Capasso, Marcus et al. 2004). La plus grande valeur de α recensée dans la littérature pour un MBT est de 0,31 pour une base en or et un collecteur et un émetteur en silicium (Erve 2002). Cette valeur est insuffisante pour obtenir un gain.

Les avantages de ce type de transistor par rapport au BJT sont une utilisation à plus haute fréquence, une plus petite taille, une plus faible consommation de puissance et une meilleure résistance aux radiations.

C.4.2 Transistor à valve spin à avalanche [AVST]

Le AVST fonctionne sur le même principe que le SVT, à l'exception qu'un collecteur de type "avalanche-multiplicateur" est utilisé. La construction est basée sur un empilement de diodes à avalanche GaAs-AlGaAs (Russel, Appelbaum, Wei, Monsma, Capasso, Marcus et al. 2004). Le schéma de construction d'un AVST et ses caractéristiques sans et avec multiplication est présenté à la figure C.10. Le processus de multiplication amplifie la variation de résistance par un facteur 35 sans baisse significative du courant de collecteur.

---

[44] Source: (Erve 2003) figure 2.3.

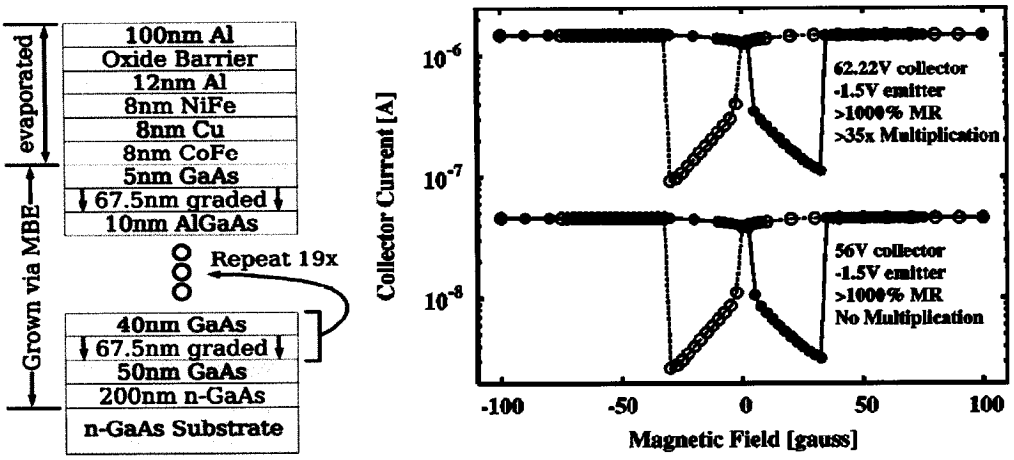


Figure C.10: Construction d'un "collecteur multiplicateur" (gauche) et caractéristique avec et sans multiplication (droite)[45]

C.4.3 Autres transistors utilisant le filtrage par spin

D'autres types de transistor contrôlés par un champ magnétique utilisent le principe de filtrage par la direction du spin. Ils sont toutefois catégorisés ici séparément des dispositifs à effet GMR étant donné qu'ils n'utilisent pas de valve spin.

C.4.3.1 Transistor bipolaire magnétique [MBT]

Le MBT est construit comme un BJT, à l'exception que la base est faite d'un matériau ferromagnétique (unique). Tout comme le SVT, le MBT contrôle le flot d'électrons avec le champ magnétique appliqué sur le matériau ferromagnétique de la base. Un plus ou moins grand courant est dirigé vers le collecteur en fonction de la magnétisation. Le principe de fonctionnement du MBT est présenté à la figure C.11.

[45] Source: (Russel, Appelbaum, Wei, Monsma, Capasso, Marcus et al. 2004), figures 1 et 4.

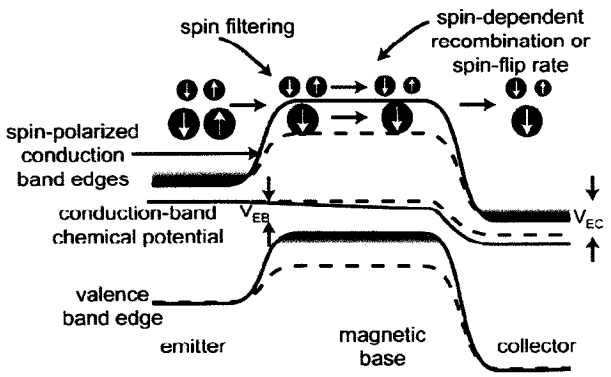


Figure C.11: Représentation des bandes de conduction et de valence dans un MBT[46]

C.4.3.2 Transistor entièrement métallique [AMT]

Le AMT n'utilise aucun matériau semi-conducteur. Sa base est faite d'un métal non ferromagnétique, tandis que son collecteur et son émetteur sont faits d'un matériau ferromagnétique. Étant donné sa nature purement métallique, le transistor peut être fabriqué beaucoup plus petit que les transistors utilisant des semi-conducteurs. Ce type de dispositif voit sa résistance changer entre des valeurs très basses, tel que montré sur la figure C.12 de droite.

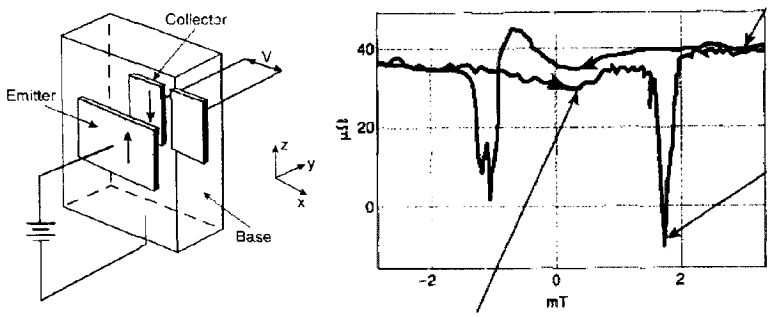


Figure C.12: Construction et caractéristique typique du AMT[47]

[46] Source: (Flatté, Yu, Johnston-Halperin et Awaschalom 2003), figure 1.

[47] Source: (Johnson 1994), figures 1 et 2.

C.4.3.2 Transistor à effet de champ magnétique [MFET]

Dans un transistor à effet de champ ordinaire, une grille en métal contrôle le flot de courant dans le canal semi-conducteur sous-jacent en générant un champ électrique intense. Dans un MFET, le drain et la source sont faits de métaux ferromagnétiques, magnétisés dans la même direction. Les électrons sont injectés par la source, et leur spin est aligné dans la même direction que la magnétisation du drain et de la source. En appliquant une tension à la grille, il est possible d'inverser la direction du spin des électrons injectés par la source, ce qui a pour effet de les faire entrer moins facilement dans le drain. Le courant peut donc être diminué en augmentant la tension de grille (Zorpette 2001).

Jusqu'à ce jour, le fonctionnement pratique de ce dispositif n'a pas encore été démontré. Le problème rencontré est que, malgré qu'il soit possible de polariser le spin des électrons à la sortie de la source, la polarisation ne persiste pas très loin dans le canal.

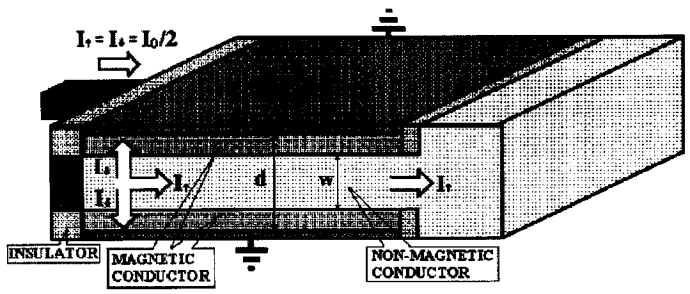


Figure C.13: Schéma de construction du MFET[48]

C.4.3.3 Effet tunnel magnétorésistif [TMR] à dépendance du spin [SDT]

La jonction tunnel magnétique [MTJ] est une jonction de Josephson comprise entre deux électrodes ferromagnétiques. Dans la jonction, le processus tunnel est dépendant du spin à cause des électrodes ferromagnétiques. Cela implique qu'il est possible de faire varier la résistance du tunnel [TMR] en changeant le sens de magnétisation des électrodes.

---

[48] Source: (Gurzhi, Kalinenko, Kopeliovich, Yanovsky, Bogachek et Landman 2003), figure 1.

Un dispositif qui utilise ce principe est le transistor magnétique à effet tunnel [MTT]. La principale différence entre le MBT et le MTT est l'ajout d'une jonction tunnel entre l'émetteur et la base. Le principe de fonctionnement du MTT est illustré à la figure C.14. Sur la figure de gauche, les deux régions ferromagnétiques sont magnétisées parallèlement. Dans ce cas, les électrons ont une probabilité d'éparpillement plus faible et le courant de collecteur est plus grand. Dans le cas anti-parallèle, la plupart des électrons sont injectés comme des électrons minoritaires et se dispersent dans la base, diminuant ainsi le courant du collecteur mais contribuant au courant de base. Le MTT offre un changement typique de la résistance de son tunnel de 40 % à basse température (77 K) (Erve 2002).

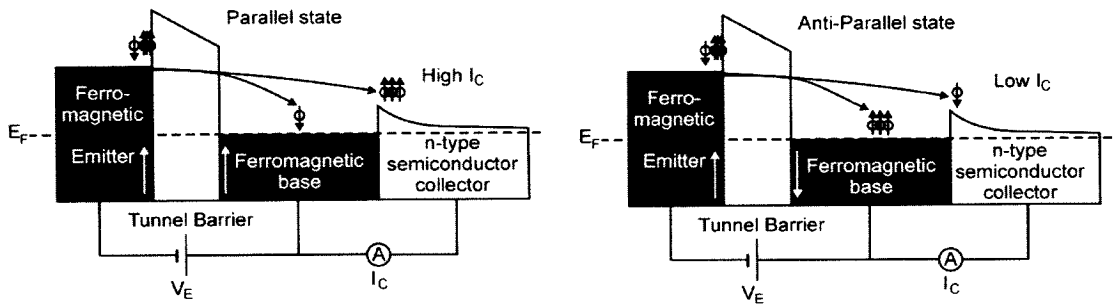


Figure C.14: Principe de fonctionnement du MTT[49]

C.5 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF COLOSSAL [CMR]

L'effet magnétorésistif colossal a été découvert en 1993 dans des matériaux céramiques. Le changement de résistance observé est jusqu'à $1x10^6$ % à basse température. Par exemple, la littérature rapporte une MR pouvant varier entre environ 1 kΩ et 1 MΩ dans une mémoire RAM non-volatile (Zhuang, Pan, Ulrich, Lee, Stecker, Burmaster et al. 2002).

[49] Source: (Erve 2002), figure 6.2.

C.6 EFFET MAGNÉTORÉSISTIF DE COMMUTATION [MRS]

L'effet magnétorésistif de commutation a été démontré dans des nanostructures hybrides métal et semi-conducteur (Akinaga 2003). L'auteur affirme que le changement de MR est tellement grand que le dispositif peut être comparé à un commutateur. Tel que montré à la figure C.15, un changement de MR allant jusqu'à $1x10^6$ % à été mesuré à température ambiante. Par contre, comme pour les autres dispositifs magnétorésistifs, le courant demeure extrêmement faible.

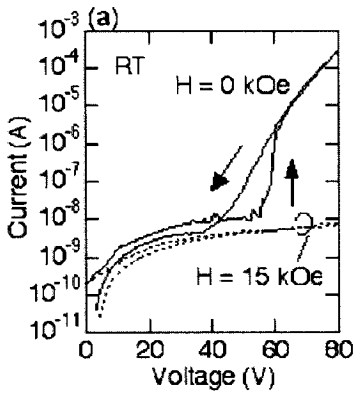


Figure C.15: Caractéristique typique I-V du dispositif à 0 et 1194 kA/m[50]

C.7 MAGNÉTOIMPÉDANCE

C.7.1 Effet magnétoinductif [MI]

L'effet MI n'est pas un effet magnétorésistif étant donné que c'est l'inductance et non pas la résistance qui est affectée par le champ magnétique. Ce dernier est toutefois présenté dans cette section afin d'introduire l'effet de magnétoimpédance.

L'effet MI est produit dans un fil lorsqu'un champ magnétique externe longitudinal produit une différence de potentiel entre les deux extrémités du fil lorsque ce dernier est excité par un courant alternatif. La tension est produite par la variation d'inductance, laquelle peut varier de plus de 50 % (Mohri, Kawashima, Kohzawa et Yoshida 1993).

---

[50] Source: (Akinaga 2003), figure 2a.

L'effet MI est marqué dans des fils coulés faits en matériau amorphe ayant une caractéristique magnétostrictive nulle ou négative. La visualisation des domaines magnétiques dans ce genre de fil est présenté à la figure C.16. La structure de ceux-ci est établie par l'effet combiné de la géométrie du fil et des stress résiduels introduit dans le refroidissement après coulage. Dans le cas d'un magnétostricteur à caractéristique positive, l'anisotropie est perpendiculaire par rapport à la circonférence, ce qui implique que l'effet MI ne peut pas se produire. L'effet est le plus marqué lorsque la magnétostriction négative est faible, comme dans le FeCoSiB (Mohri, Bushida, Noda, Yoshida, Paniva et Uchiyama 1995). La figure C.17 montre les courbes B-H d'un fil de FeCoSiB mesurées dans le cas de l'application d'un champ longitudinal et perpendiculaire au fil.

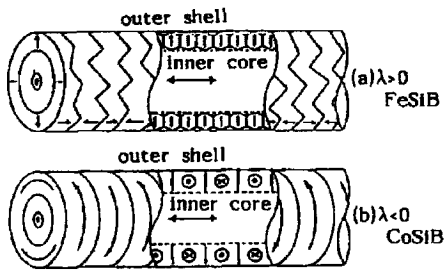


Figure C.16: Domaines magnétiques d'une magnétostriction positive (haut) et négative (bas)[51]

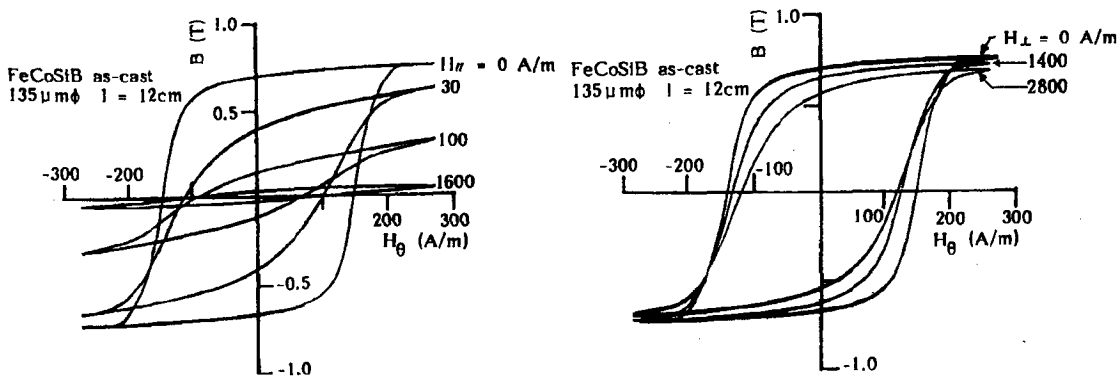


Figure C.17: Courbe B-H pour un champ longitudinal (gauche) et perpendiculaire (droite)[52]

[51] Source: (Mohri, Kawashima, Kohzawa et Yoshida 1993), figure 4.

[52] Source: (Mohri, Kawashima, Kohzawa et Yoshida 1993), figure 6.

C.7.2 Effet de magnétoimpédance

Le dispositif de magnétoimpédance utilise le même type de fil et profite aussi de la variation d'inductance. En plus, il utilise l'effet de peau à hautes fréquences pour faire varier la résistance du fil. Ceci peut être visualisé à partir de l'équation qui détermine son impédance (Mohri, Bushida, Noda, Yoshida, Paniva et Uchiyama 1995):

$$|Z| = \sqrt{R_{dc} l / 4\pi}\sqrt{\omega|\mu_\theta|} \tag{C.6}$$

où l est la longueur du fil et μ_θ est la perméabilité sur le sens de la circonférence. La figure C.18 montre un exemple de la tension générée aux bornes du fil en fonction de la fréquence pour un courant d'excitation constant. La tension maximale est générée pour une fréquence d'environ 2 MHz.

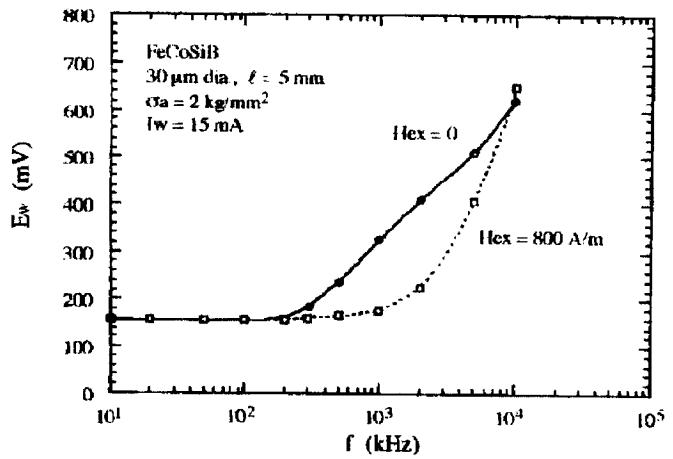


Figure C.18: Tension aux bornes du fil en fonction de la fréquence[53]

[53] Source: (Mohri, Bushida, Noda, Yoshida, Paniva et Uchiyama 1995), figure 4a.

ANNEXE D DISPOSITIFS A EFFETS HALL ET SUHL

D.1 CAPTEUR À EFFET HALL

Le champ électrique résultant de la compensation de la force de Lorentz se traduit par la création de la tension de Hall (V_H). Cette dernière est proportionnelle au produit vectoriel du courant et de la densité de flux magnétique. Le potentiel généré aux bornes d'un dispositif à effet Hall est de quelque nV par tesla (Honeywell 1998) et doit être amplifié par un amplificateur d'instrumentation.

L'effet de Hall a été découvert par le Dr. Edwin Hall en 1879. C'est toutefois environ 70 ans plus tard, avec l'avènement dans les années 50 des matériaux semi-conducteurs, que l'effet a pour la première fois été utilisé (Honeywell 1998). C'est en 1965 qu'un premier capteur à effet Hall semi-conducteur bon marché fut développé, lequel fut utilisé dans des milliards de claviers d'ordinateurs. Le schéma de principe du capteur à effet Hall est présenté à la figure D.1.

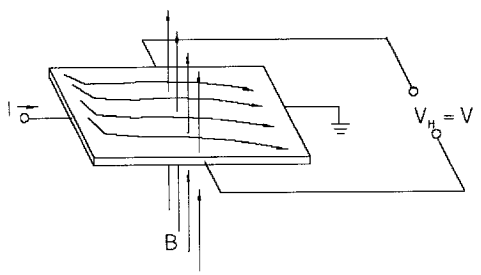


Figure D.1: Capteur à effet Hall[54]

D.2 CAPTEUR DIFFÉRENTIEL D'AMPLIFICATION MAGNÉTIQUE [DAMS]

Le capteur différentiel d'amplification magnétique [DAMS], montré à la figure D.2, comprend un capteur à effet Hall et deux transistors (Takamiya et Fujikawa 1972). Les bases des transistors sont branchées à chacune des bornes de sortie du capteur. Les émetteurs étant branchés ensemble, une tension de Hall générée par un flux magnétique provoque une différence entre les courants traversant chacun des deux collecteurs. Le

[54] Source: (Honeywell 1998), figure 2.2.

DAMS n'est nul autre qu'un capteur à effet Hall et un amplificateur différentiel à transistors bipolaires combinés sur le même. La littérature (Huang, Yeh et Huang 1984) montre que ce genre de capteur offre une sensibilité de quelques dizaines de mV par Tesla dans une charge de 10 kΩ (R_L).

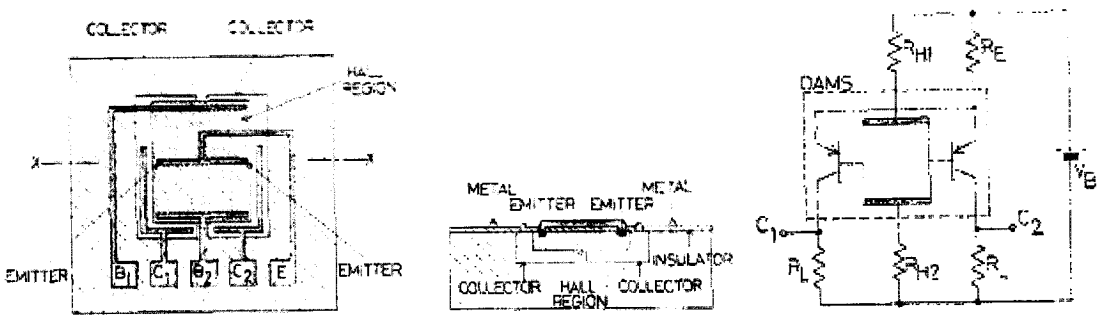


Figure D.2: Capteur différentiel d'amplification magnétique[55]

D.3 MAGNÉTOTRANSISTOR

Le magnétotransistor est une version du transistor NPN, mais possédant deux collecteurs. En l'absence d'un champ magnétique, un nombre identique de porteurs traversent les collecteurs. Si un champ magnétique est appliqué perpendiculairement, les porteurs sont défléchis vers un collecteur plus que l'autre, ce qui engendre une différence de courant. Cette déflexion est due à l'effet Hall, car la force de Lorentz générée par le champ magnétique est compensée par une tension entre les deux collecteurs. Le magnétotransistor exploite aussi l'effet Suhl, car la partie de la force de Lorentz non compensée cause un changement de trajectoire des porteurs, se traduisant par un changement dans la distribution de courant (Lenz 1990). Le schéma de construction du magnétotransistor est présenté à la figure D.3.

[55] Source: (Takamiya et Fujikawa, 1972), figures 1 et 2.

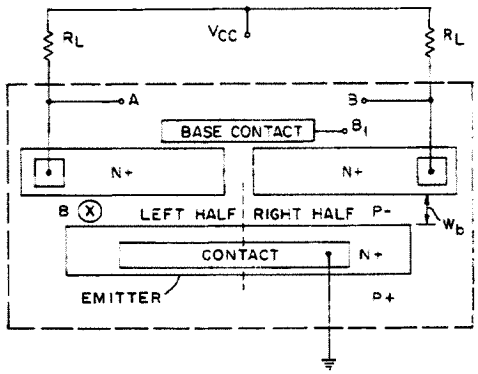


Figure D.3: Magnétotransistor (entouré par les pointillés)[56]

D.4 MAGFET

Un MAGFET est un MOSFET qui a le drain séparé en deux branches ou plus. Le schéma simplifié d'un MAGFET de type concave est présenté à la figure D.5 de gauche, tandis que son modèle équivalent est présenté à sa droite. En l'absence d'un champ magnétique, le courant circulant dans chacun des drains est identique. Sous l'influence d'un champ magnétique perpendiculaire, le courant dans le canal est défléchi en raison de la force de Lorentz qui agit sur les charges mobiles (Rodriguez-Torres et Gutiérrez-Dominguez 2004). La différence de courant produite entre les deux drains peut être mesurée à l'aide d'un circuit d'amplification extérieur et est proportionnelle au champ magnétique.

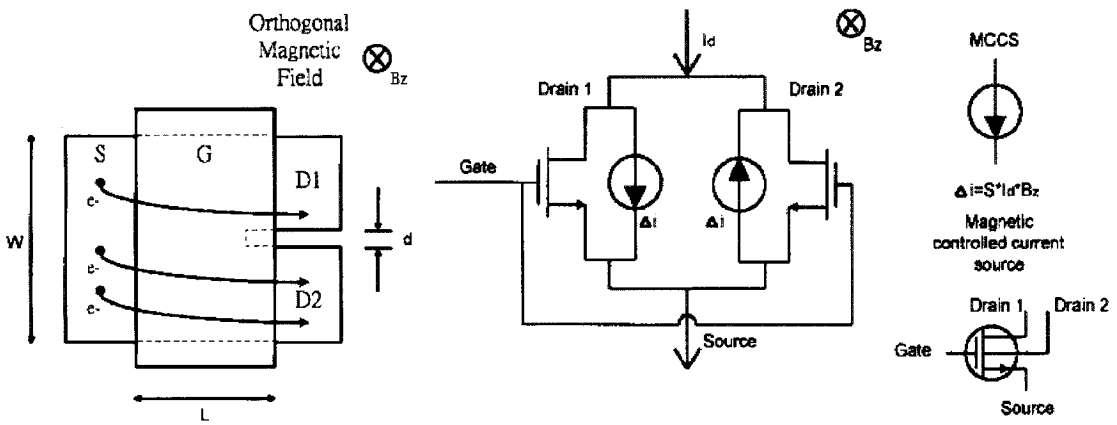


Figure D.4: MAGFET de type concave[57]

D.5 MAGNÉTODIODE ET THYRI-MAGNÉTODIODE

L'effet Suhl est aussi utilisé dans la magnétodiode, même si cette dernière se caractérise en fait mieux dans la famille des dispositifs magnétorésistifs. La structure d'une magnétodiode est présentée à la figure D.4 de gauche. Le principe se base sur le fait que les porteurs de charge ont une tendance à mieux se re-combiner dans la région de l'interface silicone-saphir que l'interface silicone-SiO_2. Donc, si un champ magnétique défléchit les porteurs vers le bas de la structure, la résistance est plus grande qu'en l'absence d'un champ magnétique. Si le champ magnétique change de direction, les porteurs sont défléchis vers le haut et la résistance est plus faible qu'à la normale. La réponse de la magnétodiode est environ 10 fois plus grande qu'un capteur à effet Hall. Finalement, la présence dans la littérature de la thyri-magnétodiode est aussi à mentionner (Jain 1991).

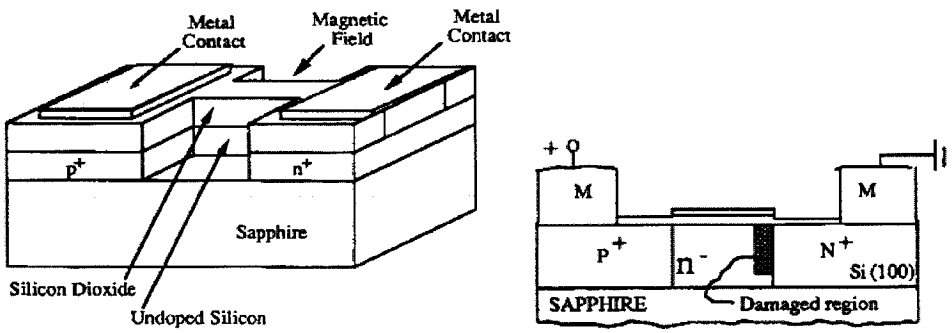


Figure D.5: Magnétodiode (gauche)[58] et thyri-magnétodiode (Droite)[59]

---

[56] Source: (Vinal et Masnari 1982), figure 1.

[57] Source: (Liu, Wei et Sung 1999), figures 1 (gauche) et 3 (droite).

[58] Source: (Lenz 1990), figure 15.

[59] Source: (Jain 1991), figure 1.

ANNEXE E ÉTUDE D'UN NOUVEAU TYPE DE TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE

E.1 ANALYSE DU DISPOSITIF

E.1.1 Saturation des jambes

Dans le dispositif à deux noyaux en "C", les flux ferrorésonant et orthogonal s'additionnent ou se soustraient dans les jambes selon la même direction vectorielle. Par contre, tel que montré à la figure E.1, les deux flux s'additionnent perpendiculairement dans le nouveau type de transformateur paramétrique étant donné que les deux vecteurs sont à angle droit dans le plan Z-θ.

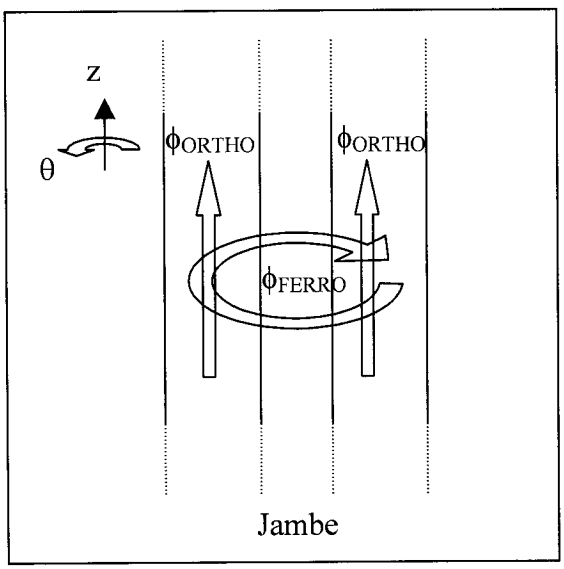


Figure E.1: Direction des flux orthogonal et ferrorésonant dans les jambes

L'enroulement ferrorésonant génère une densité un flux magnétique intense dans les jambes étant donné qu'il n'y a pas d'entrefer dans cette direction. Le courant nécessaire à leur saturation est estimé comme suit:

$$I_{FERRO(sat)} \approx \frac{B_S l_{FERRO}}{\mu_0 \mu_i N_{FERRO}} \tag{E.1}$$

Cette expression assume une répartition égale du flux dans les jambes, ce qui est vrai si le rapport des diamètres externe et interne de la jambe est faible. Dans le cas contraire, le flux au centre des jambes est beaucoup plus intense qu'aux périphéries. Les jambes saturent donc graduellement en partant du centre et en allant vers la périphérie à mesure que le courant augmente.

La figure E.2. montre une représentation 2-D simplifiée des vecteurs de flux. Le vecteur ferrorésonant peut être positif ou négatif étant donné qu'il est généré par le CA du circuit ferrorésonant. Par contre, le flux orthogonal est strictement positif ou négatif étant donné que L_{ORTHO} est polarisée (voir section 3.3.2.3). Lorsque la jambe sature, le flux total est dévié jusqu'à ce que la densité de flux atteigne B_S.

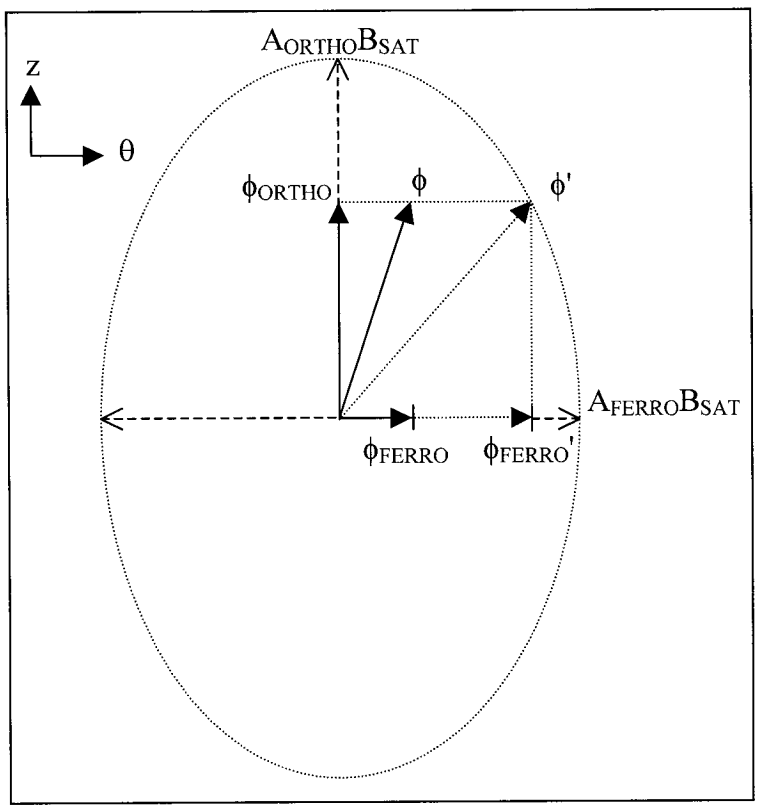


Figure E.2: Représentation des lignes de flux magnétique dans les jambes

E.1.2 Réluctance avant saturation

La réluctance dans la région linéaire de la courbe de magnétisation est calculée en estimant une aire et une longueur effective vue par chacun des enroulements. L'aire de la section ferrorésonante peut être calculée à partir des dimensions des jambes de la figure Figure 3.5.

$$A_{FERRO} \cong \frac{L_G(D_1 - D_2)}{2} \tag{E.2}$$

La longueur effective est estimée comme étant le parcours au milieu des jambes:

$$l_{FERRO} \cong \frac{\pi(D_1 + D_2)}{2} \tag{E.3}$$

Finalement, assumant une perméabilité relative μ_i, la réluctance initiale peut être calculée:

$$\Re_{FERRO_0} \cong \frac{l_{FERRO}}{\mu_0 \mu_i A_{FERRO}} \tag{E.4}$$

Afin de trouver la réluctance totale vue de l'enroulement ferrorésonant, le calcul de la réluctance des têtes, des jambes et des entrefers doit être fait séparément. L'aire et la longueur effective des têtes peuvent être calculée comme suit:

$$A_{ORTHO_TETES} \cong HW \tag{E.5}$$

$$l_{ORTHO_TETES} \cong 2(M - D_1) \tag{E.6}$$

En assumant toujours une perméabilité relative μ_i, la réluctance initiale des têtes est:

$$\Re_{ORTHO_TETES} \cong \frac{l_{ORTHO_TETES}}{\mu_0 \mu_i A_{ORTHO_TETES}} \tag{E.7}$$

La réluctance des jambes se calcule de façon similaire:

$$A_{ORTHO_JAMBES} \cong \frac{\pi(D_1^2 - D_2^2)}{4} \tag{E.8}$$

$$l_{ORTHO_JAMBES} \cong 2L_G \tag{E.9}$$

$$\Re_{ORTHO_JAMBES_0} \cong \frac{l_{ORTHO_JAMBES}}{\mu_0 \mu_i A_{ORTHO_JAMBES}} \tag{E.10}$$

Assumant quatre (4) entrefers de longueur "Gap", leur réluctance est:

$$l_G \cong 4Gap \tag{E.11}$$

$$\Re_{ORTHO_G} \cong \frac{l_G}{\mu_0 A_{ORTHO_JAMBES}} \tag{E.12}$$

Il y a une réluctance de fuite entre les deux têtes non-négligeable étant donné que les jambes sont séparées par des entrefers et que la perméabilité des jambes diminue significativement lors de leur saturation. L'expression générale pour une inductance à noyau ouvert peut s'écrire comme suit:

$$\Re_{ORTHO_FUITE} \cong \frac{M}{\mu_0 \mu_{rod} A_{ORTHO_TETES}} \tag{E.13}$$

, où μ_{rod} est le facteur de perméabilité réduite des têtes, telle que calculée pour une inductance à noyau ouvert. La figure E.3 montre la valeur de μ_{rod} en fonction du rapport de la longueur sur la largeur d'une inductance à noyau un cylindre de perméabilité μ_i. Le rapport longueur sur largeur est égal à M/HW.

Finalement, la réluctance vue des enroulements orthogonaux peut être trouvée en calculant la combinaison série-parallèle des réluctances calculées précédemment:

$$\Re_{ORTHO_0} \cong (\Re_{ORTHO_TETES} + \Re_{ORTHO_JAMBES_0} + \Re_{ORTHO_G}) // \Re_{ORTHO_FUITE}$$

$$\Re_{ORTHO_0} \cong \frac{(\Re_{ORTHO_TETES} + \Re_{ORTHO_JAMBES_0} + \Re_{ORTHO_G})\Re_{ORTHO_FUITE}}{\Re_{ORTHO_TETES} + \Re_{ORTHO_JAMBES_0} + \Re_{ORTHO_G} + \Re_{ORTHO_FUITE}} \tag{E.14}$$

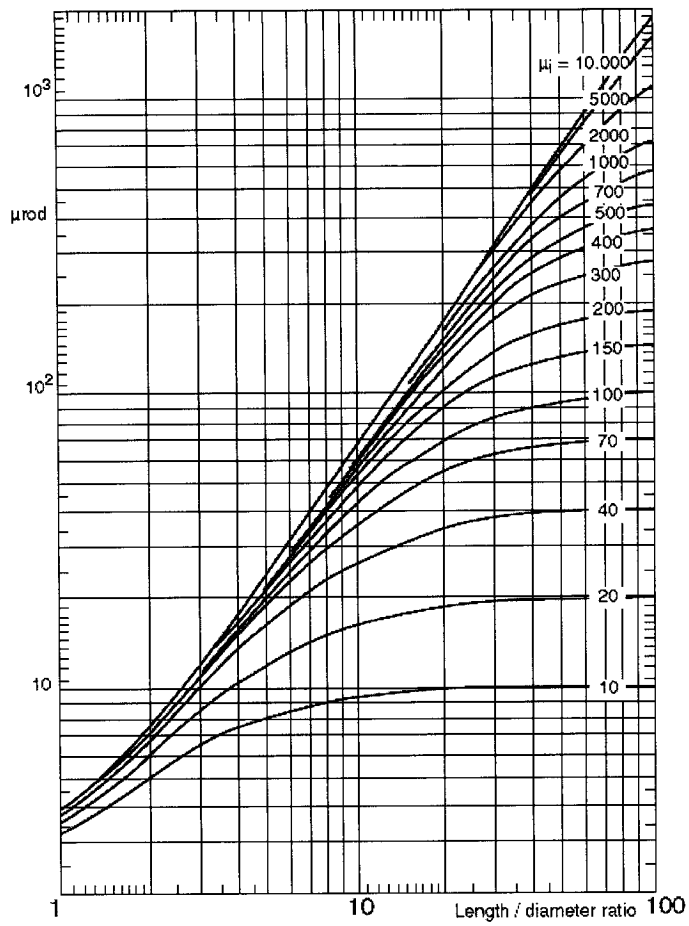


Figure E.3: Perméabilité relative réduite d'un noyau cylindrique ouvert[60]

E.1.3 Modèle mathématique

La présente sous-section fournit les équations permettant de calculer les courants ferrorésonant (i_1) et orthogonal (i_2) à partir des tensions aux bornes des enroulements. Ces équations sont approximatives, étant donné qu'il n'est pas facile de trouver analytiquement la distribution de flux à l'intérieur des régions communes. L'analyse par éléments finis fournirait potentiellement les informations nécessaires à la création d'un meilleur modèle.

Le schéma du circuit magnétique équivalent est présenté à la figure E.4. Le flux ferrorésonant est identifié par "Phi 1" tandis que le flux orthogonal est représenté par "Phi 2". Il est assumé que le même flux circule dans les deux jambes étant donné que les enroulements ferrorésonants sont branchés en série, qu'ils ont le même nombre de tours, et que les deux jambes sont identiques. L'entrefer du circuit orthogonal est représenté par la magnétisation "Mg2".

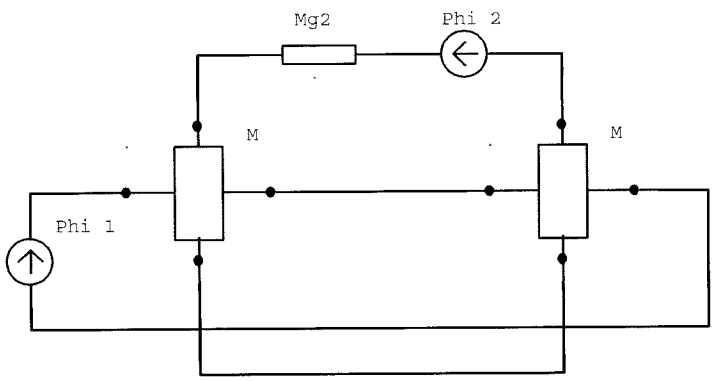


Figure E.4: Circuit magnétique équivalent

Le flux total dans les jambes saturables du dispositif peut s'écrire:

$$\vec{\phi} = \vec{\phi}_1 + \vec{\phi}_2 \tag{E.15}$$

L'équation de $\phi(B)$ est complexe car le flux ne peut pas être simplement exprimé par le produit de l'aire effective et de B étant donné que ce dernier n'est pas constant. Si les jambes sont minces comparativement à leur diamètre, la densité de flux peut être considérée comme étant constante. Ceci permet d'écrire:

$$\vec{\phi} \approx \vec{B}_1 A_{e1} + \vec{B}_2 A_{e2} \tag{E.16}$$

L'aire effective des jambes peut être estimée en fonction de l'amplitude relative de B_1 et B_2, ainsi que les dimensions relatives des surfaces que ces densités de flux traversent.

---

[60] Source: (Ferroxcube 2003), annexe, figure 1.

$$A_e(\vec{\phi}_1,\vec{\phi}_2) \approx \sqrt{\frac{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}{\left(\frac{\left|\vec{\phi}_1\right|}{A_{e1}}\right)^2+\left(\frac{\left|\vec{\phi}_2\right|}{A_{e2}}\right)^2}} \tag{E.17}$$

Pour une courbe de magnétisation de type polynomiale de degré impair, le champ magnétique s'écrit:

$$\vec{H}(\vec{\phi}_1,\vec{\phi}_2) \approx \frac{1}{\mu_0 A_e(\vec{\phi}_1,\vec{\phi}_2)}\left(k\left(\vec{\phi}_1+\vec{\phi}_2\right)+k_n\left(\vec{\phi}_1+\vec{\phi}_2\right)^n\right) \quad ; \text{n} = 1, 3, 5, 7, \ldots \tag{E.18}$$

La grandeur du champ magnétique peut être calculée étant donné que les vecteurs ϕ_1 et ϕ_2 sont perpendiculaires:

$$H(\vec{\phi}_1,\vec{\phi}_2) \approx \frac{1}{\mu_0 A_e(\vec{\phi}_1,\vec{\phi}_2)}\left(k\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)+k_n\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)^n\right) \tag{E.19}$$

Le champ magnétique généré par l'enroulement N_1 doit tenir compte de la direction de H. Cette direction est difficile à calculer analytiquement étant donné la présence de l'exposant n dans l'équation précédente. En faisant l'approximation que le rapport du champ magnétique dans une direction sur le champ magnétique total est proportionnel au rapport de flux correspondant, une expression pour chacun des deux champs magnétiques est obtenue:

$$H_1(\vec{\phi}_1,\vec{\phi}_2) \approx \frac{\left|\vec{\phi}_1\right|}{\mu_0 A_e\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}}\left(k\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)+k_n\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)^n\right)$$

$$H_2(\vec{\phi}_1,\vec{\phi}_2) \approx \frac{2\left|\vec{\phi}_2\right|}{\mu_0 A_e\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}}\left(k\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)+k_n\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)^n\right) \tag{E.20}$$

$$+\frac{1}{\mu_0 A_{ORTHO_TETES}}\left|\vec{\phi}_2\right|$$

Les courants dans chacun des enroulements peuvent conséquemment s'écrire:

$$
\begin{aligned}
i_1(\vec{\phi}_1,\vec{\phi}_2) &\approx \frac{l_{FERRO}\left|\vec{\phi}_1\right|}{N_{FERRO}\mu_0 A_e\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}}\left(k\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)+k_n\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)^n\right) \\
i_2(\vec{\phi}_1,\vec{\phi}_2) &\approx \frac{2l_{ORTHO_JAMBES}\left|\vec{\phi}_2\right|}{N_{ORTHO}\mu_0 A_e\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}}\left(k\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)+k_n\left(\sqrt{\left|\vec{\phi}_1\right|^2+\left|\vec{\phi}_2\right|^2}\right)^n\right) \\
&+\frac{l_G}{N_{ORTHO}\mu_0 A_{ORTHO_TETES}}\left|\vec{\phi}_2\right|
\end{aligned}
\qquad \text{(E.21)}
$$

Finalement, les équations des tensions sont:

$$
\begin{aligned}
v_1(\phi_1) &= N_{FERRO}\frac{d\phi_1}{dt} \\
v_2(\phi_2) &= N_{ORTHO}\frac{d\phi_2}{dt}
\end{aligned}
\qquad \text{(E.22)}
$$

E.2 RÉALISATION

La réalisation du nouveau type de transformateur paramétrique nécessite deux noyaux en "C"qui ont des branches trouées pour permettre l'enroulement des deux bobines ferrorésonantes. Les deux enroulements orthogonaux sont bobinés autour des têtes des noyaux. Les branches des "C" sont coupées pour introduire un entrefer. Les têtes sont aussi coupées en deux afin de pouvoir introduire au besoin un entrefer supplémentaire sous L_{ORTHO}.

Il a été choisi de valider le concept avec un noyau qui était disponible, soit celui d'un transformateur de type "line time base" d'un téléviseur. Ce dernier est fait en ferrite de type R de la compagnie Magnetics Inc. Cinq prototypes différents sont construits et testés avec des jambes, des entrefers et des nombres de tours différents. Les dimensions des têtes sont identiques pour tous les prototypes.

Les pertes dans les jambes pour les prototypes 1 à 3 sont calculées à partir de l'équation de pertes volumiques fournie dans les fiches techniques de l'annexe I.2:

$$P_V \cong 74\left(\frac{f}{1000}\right)^{1.43}(10B)^{2.85} \qquad \text{(E.23)}$$

La valeur de B dans l'équation précédente est estimée à la moitié de B_S (0,24 T), soit l'excursion du flux alternatif maximale si ce dernier demeure positif. La fréquence est posée à 10 kHz.

Le quatrième prototype est construit avec des jambes faites en matériau 43 de la compagnie Fair-Rite. Les fiches techniques de ce matériau se trouvent à l'annexe I.3. Le tableau E.1. montre une comparaison entre les principales caractéristiques des deux matériaux. Le tableau E.2. montre les caractéristiques des cinq différents prototypes, tandis que les figures E.5 à E.8 montrent une photographie de chacune des versions.

Tableau E.1: Caractéristiques des matériaux utilisés

Matériau → **Paramètre ↓**	R	43
μ_i	2000	850
B_S	0,48	0,29

Tableau E.2: Caractéristiques des différentes versions du nouveau dispositif

Version –>	1	2.1	2.2	3	4
Paramètres de conception					
Longueur des têtes (M) (mm)	64,2	64,2	64,2	64,2	64,2
Largeur des têtes (H) (mm)	24,0	24,0	24,0	24,0	24,0
Longueur des jambes (L_G) (mm)	46,30	23,15	23,15	10,60	15,82
Diamètre extérieur des jambes (D1) (mm)	19,90	19,90	19,90	19,90	9,38
Diamètre du trou dans les jambes (D2) (mm)	4,10	4,10	4,10	4,10	4,88
Entrefer aux extrémités des jambes (Gap) (mm)	N/A	0,60	0,60	0,10	0,05
Entrefer au milieu des jambes (mm)	0,40	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.
Entrefer au milieu des têtes (mm)	N.A.	N.A.	N.A.	0	0
Matériau des jambes	R	R	R	R	43
Matériau des têtes	R	R	R	R	R
N_{FERRO1} (tours)	1	6	6	10	30
N_{FERRO2} (tours)	6	14	14	10	0
N_{ORTHO} (tours)	80	28	58	20	20
Paramètres calculés (L_{ORTHO})					
Longueur totale de l'entrefer (mm)	0,80	2,40	2,40	0,40	0,20
Aire effective des jambes (A_{ORTHO_JAMBES}) (mm^2)	298	298	298	298	50,4
L_{ORTHO_0} (µH)	2839	174	747	361	103
Paramètres calculés (L_{FERRO})					
Aire effective des jambes (A_{FERRO}) (mm^2)	366	183	183	83.8	35,6
Longueur effective des jambes (l_{FERRO}) (mm)	37,7	37,7	37,7	37,7	22,4
Volume d'une jambe (mm^3)	13798	6899	6899	3159	797
L_{FERRO_0} (µH)	508	4880	4880	2235	1528
Pertes dans une jambe à 0,24 T, 10 kHz (W)	0,333	0,167	0,167	0,076	Indét.

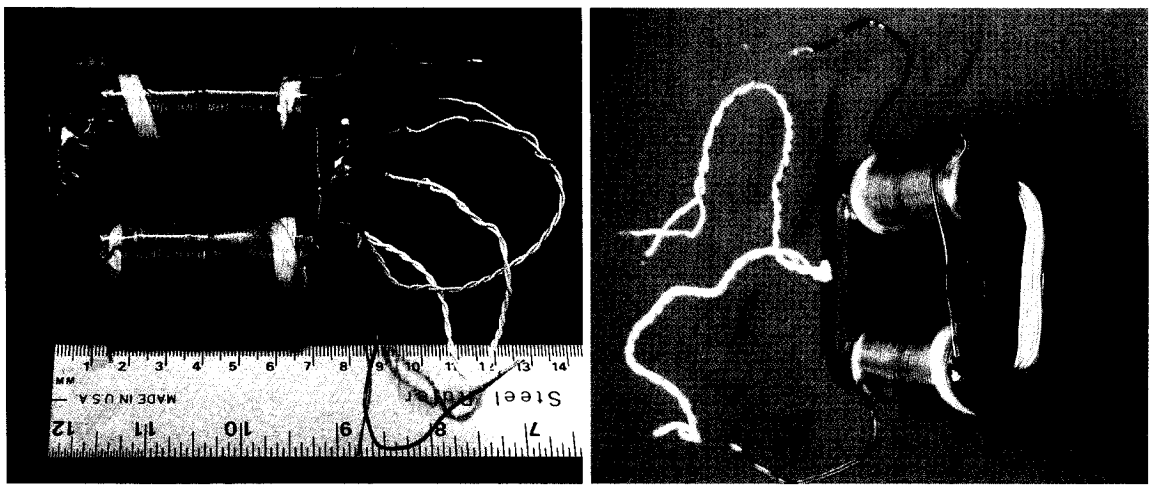


Figure E.5: Nouveau transformateur paramétrique (Version 1)

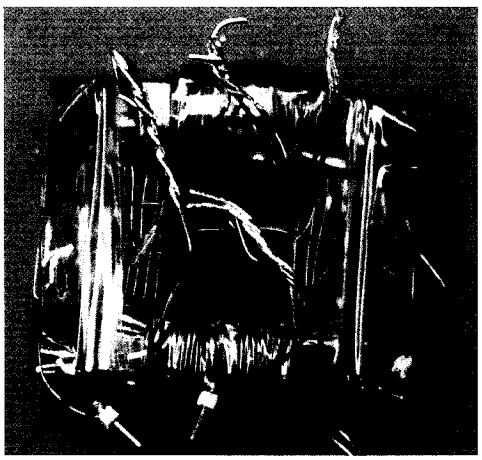


Figure E.6: Nouveau transformateur paramétrique (Version 2)

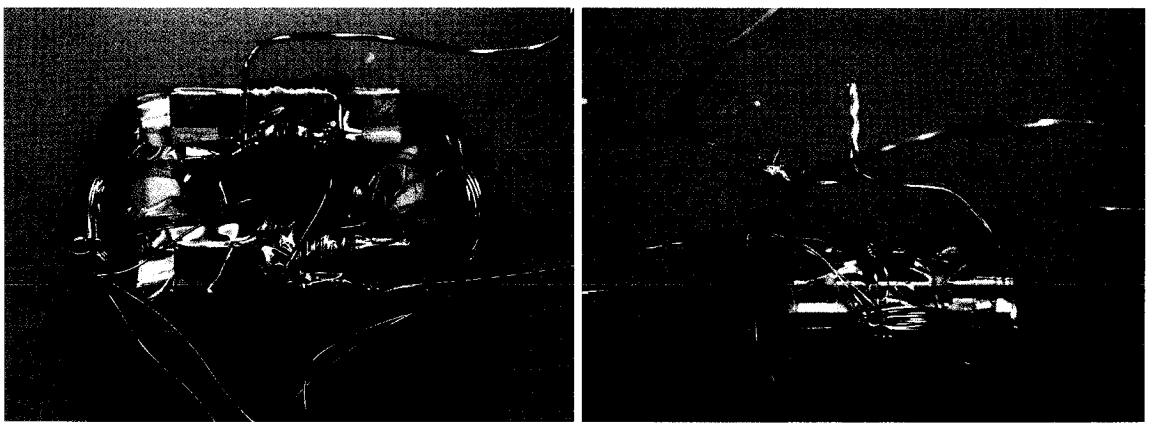


Figure E.7: Nouveau transformateur paramétrique (Version 3)

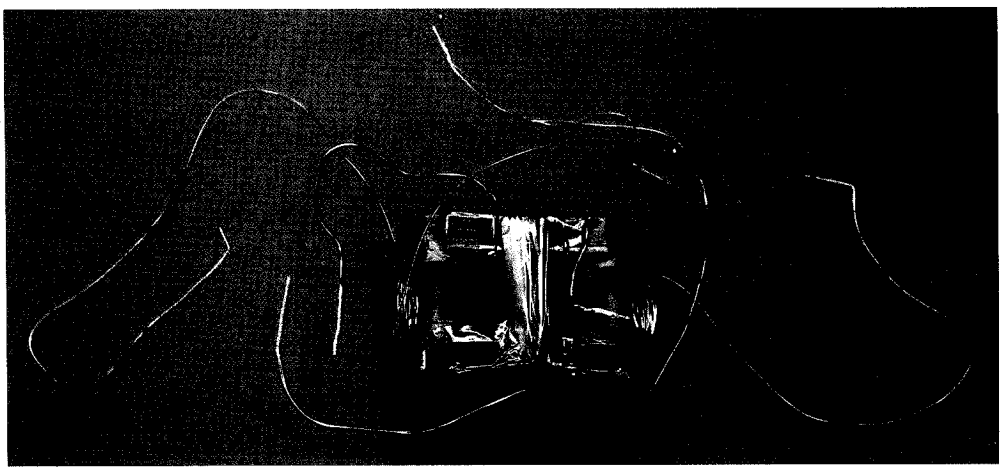


Figure E.8: Nouveau transformateur paramétrique (Version 4)

E.3 TESTS

E.3.1 Mesure de l'inductance en fonction du courant

La mesure d'inductance en fonction du courant a été faite pour chacune des versions en suivant la procédure de la section G.3.1

La variation de L_{ORTHO} en fonction de son courant de polarisation et de I_{FERRO} est présentée aux figures E.9 à E.13. Pour toutes les versions, un grand courant dans L_{FERRO} est nécessaire pour faire varier L_{ORTHO}. Les versions 1 et 4 donnent de meilleurs résultats, même si ceux-ci sont modestes comparativement à ceux obtenus à la Figure 4.1 pour le dispositif à deux noyaux en "C".

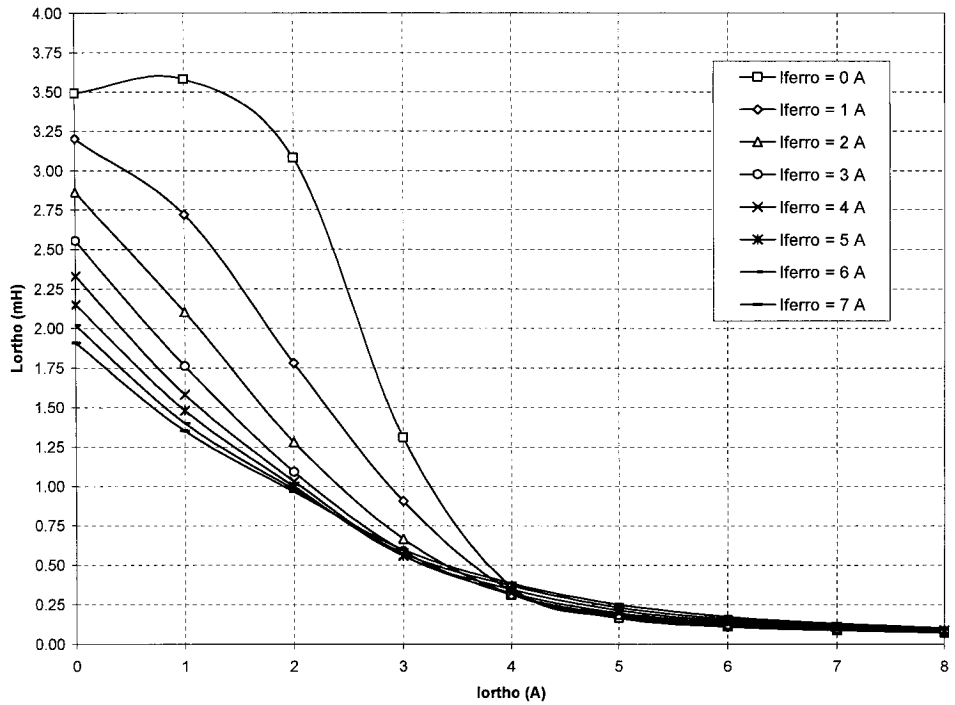


Figure E.9: L_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} (Version 1)

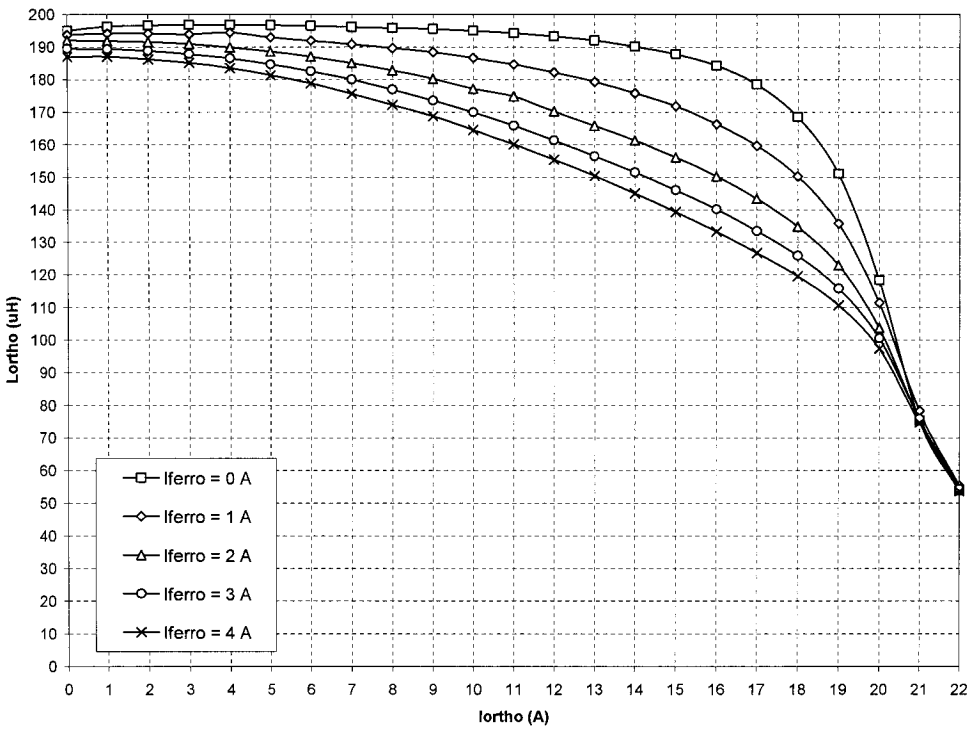


Figure E.10: L_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} (Version 2.1)

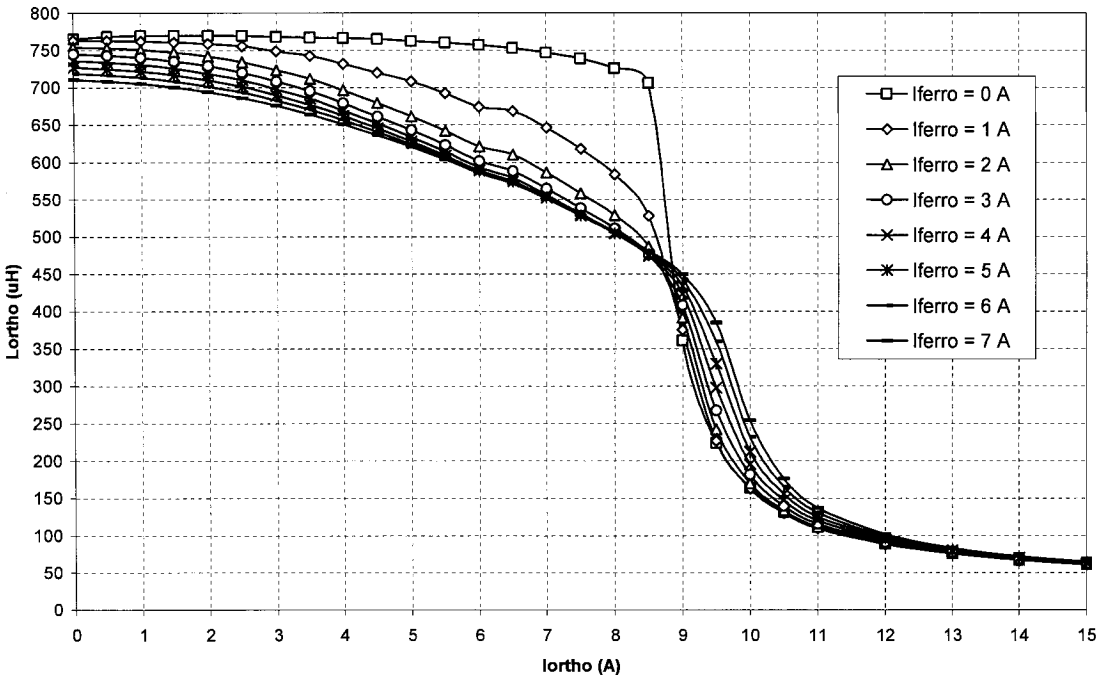


Figure E.11: L_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} (Version 2.2)

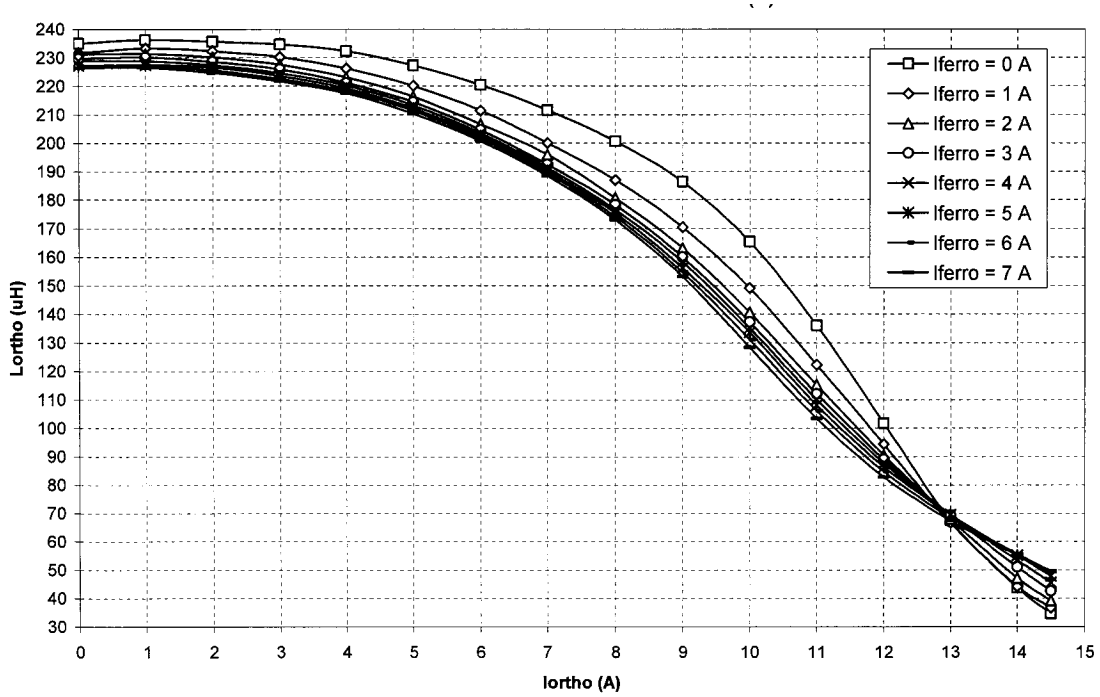


Figure E.12: L_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} (Version 3)

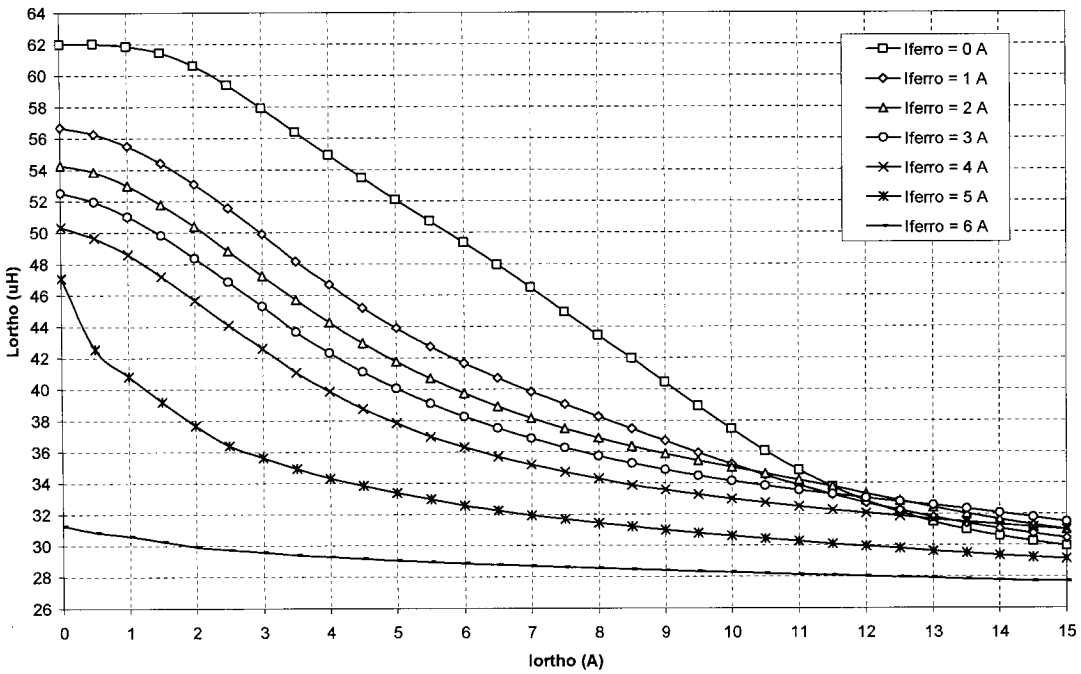


Figure E.13: L_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} (Version 4)

E.3.2 Test du circuit complet

Les mesures d'inductance en fonction du courant montrent que le nouveau type de transformateur paramétrique n'offre pas de très bonnes performances, étant donné qu'un grand courant dans L_{FERRO} est nécessaire pour faire changer L_{ORTHO}.

Le circuit complet a quand même été caractérisé avec la version 1 du dispositif, étant donné que c'est elle qui offre le plus grand changement relatif d'inductance pour un même courant dans L_{FERRO}. Les résultats de caractérisation sont présentés dans (Valsecchi 2005b). Le gain de puissance effective maximal est légèrement supérieur à 1 pour une charge de 100 Ω et un courant de polarisation entre 3 et 4 A. Le rapport des puissances d'entrée est inférieur à un pour toutes les conditions d'opération testées. L'efficacité n'est pas très bonne à cause des pertes élevées dans le circuit ferrorésonant et dans le transformateur paramétrique.

ANNEXE F CALCULS ET DÉTAILS DE RÉALISATION

F.1 TRANSFORMATEUR PARAMÉTRIQUE

La réalisation du transformateur paramétrique nécessite deux noyaux en "C" ayant une largeur égale à la hauteur. Il est aussi nécessaire de connaître les spécifications du convertisseur afin d'optimiser chacun des paramètres de la géométrie du transformateur, ainsi que le choix du matériau. Étant donné que les spécifications du convertisseur sont souples à établir, il a été choisi de valider le concept avec des noyaux qui étaient disponibles. Ceux utilisés sont faits en matériau MN80, une ferrite de la compagnie Ceramic Magnetics Inc. Les dimensions sont identiques pour les deux noyaux, à l'exception que celui de l'enroulement orthogonal a été coupé pour y intégrer un entrefer. Les longueurs et aires effectives de L_{FERRO} et L_{ORTHO} peuvent être trouvées à partir des équations de la section 3.1.3:

$$A_{FERRO} \cong \frac{(W-S)^2}{2} = 8{,}27x10^{-5}\,m^2 \tag{F.1}$$

$$l_{FERRO} \cong 2(H+T)+W+S = 7{,}86x10^{-2}\,m \tag{F.2}$$

$$A_{ORTHO} \cong W(H-T) = 1{,}33x10^{-4}\,m^2 \tag{F.3}$$

$$l_{ORTHO_NOYAU} \cong W+S-l_G+\frac{H+T}{2} = 5{,}82x10^{-2}\,m \tag{F.4}$$

Les calculs de cette section se basent sur une courbe de magnétisation hypothétique étant donné qu'elle n'est pas fournie par le manufacturier. Le facteur de modulation d'inductance est posé à une valeur arbitraire mais réaliste de k=4. Pour une charge de R_L de 200 Ω et une tension d'entrée V_{IN} de 25 VCC, la valeur du courant de polarisation minimale peut être calculée à partir de l'équation (3.34):

$$I_{BIAS_MIN} \approx \left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{k+1}{k-1}\right)-1\right)\frac{V_L}{R_L} = 0{,}40A \tag{F.5}$$

En supposant une tension de sortie égale à 50 VCC (D=0,5), le courant d'entrée est d'environ 0,25 A. Si un courant de polarisation de 2 A est arbitrairement considéré, la valeur de l'inductance "haute" pour une fréquence d'opération de 7 kHz est:

$$L_{ORTHO_HAUT} \approx \frac{V_L - V_{IN} - V_D}{8f\left[\left(\frac{k-1}{k}\right)\left(I_{BIAS} + \frac{V_L}{R_L}\right) - \left(\frac{\pi}{2}\right)\left(\frac{k+1}{k}\right)\left(\frac{V_L}{R_L}\right)\right]} = 373\mu H \qquad \text{(F.6)}$$

La valeur de l'inductance L_{ORTHO} pour un courant de polarisation nul (L_{ORTHO_0}) doit être plus grande que cette valeur. Gardant en tête ce fait, il est par ailleurs adéquat de considérer une plage de courant total dans l'enroulement orthogonal d'environ 5 A. Si pour ce courant la densité de flux maximale B_{MAX} est de 0,4 T, laquelle est légèrement inférieure à B_S (0,48 T) et posant $N_{ORTHO} = 30$, la largeur de l'entrefer peut être estimée:

$$l_G \cong \frac{NI_{MAX}\mu_0}{B_{MAX}} = 0{,}47mm \qquad \text{(F.7)}$$

À partir de l'équation (3.6), la réluctance initiale est obtenue en considérant la valeur de μ_i des fiches techniques de l'annexe I.1:

$$\Re_{ORTHO_0} \cong \frac{1}{\mu_0 A_{ORTHO}}\left(\frac{l_{ORTHO_NOYAU}}{\mu_i} + l_G\right) = 2{,}831x10^6\,\frac{tours^2}{H} \qquad \text{(F.8)}$$

Finalement, la valeur de l'inductance peut être calculée:

$$L_{ORTHO_0} = \frac{N_{ORTHO}^{\ 2}}{\Re_{ORTHIO}} = 318\mu H \qquad \text{(F.9)}$$

, laquelle est adéquate considérant la valeur de L_{ORTHO_HAUT} calculée.

L_{ORTHO} est enroulée avec un fil de calibre 18 AWG. La résistance CC est approximativement de:

$$R_{LORTHO_CC} \cong N_{ORTHO} \cdot 0{,}077m/tour \cdot 21{,}9m\Omega/m = 50{,}6m\Omega \qquad \text{(F.10)}$$

Finalement, la réluctance initiale de l'enroulement ferrorésonant peut être calculée:

$$\Re_{FERRO_0} \cong \frac{l_{FERRO}}{\mu_0 \mu_i A_{FERRO}} = 3{,}151x10^5 \frac{tours^2}{H} \qquad (F.11)$$

Le calcul du nombre de tours pour L_{FERRO} est effectué à la section suivante. Une photo du transformateur paramétrique est présentée à la figure F.1.

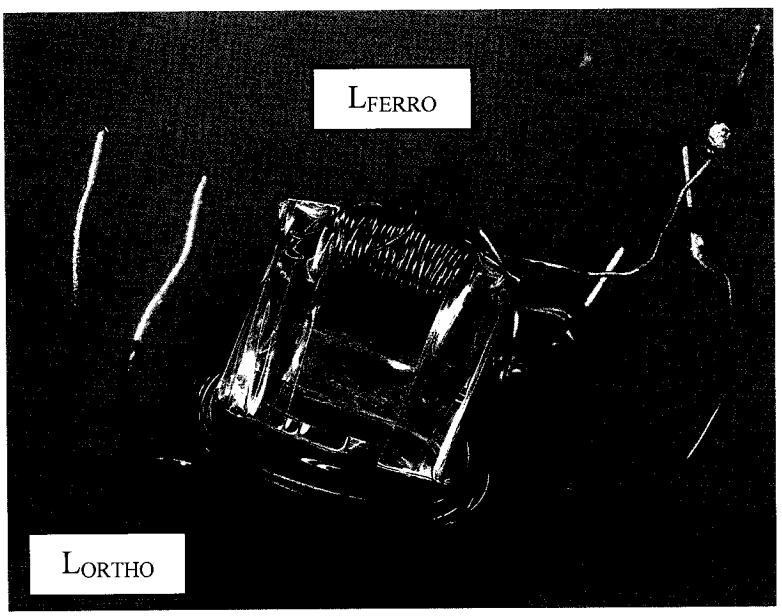


Figure F.1: Transformateur paramétrique à deux noyaux en "C"

F.2 CIRCUIT FERRORÉSONANT

Le calcul des paramètres du circuit ferrorésonant se font à partir des équations de la section 3.2. Dans l'équation (3.18) pour calculer le nombre de tours de L_{FERRO}, le facteur "$\sqrt{2\pi}$" est remplacé par "4", étant donné que la forme d'onde observée en pratique ressemble plus à une onde carrée qu'à une sinusoïde. Choisissant une tension pour V_{FERRO} de 100 VEFF et une fréquence de 9,5 kHz[61]:

$$N_{FERRO} = \frac{V_{FERRO}}{4 A_{FERRO} B_S f} = 66{,}3 \qquad (F.12)$$

---

[61] L'amplificateur disponible pour faire les tests a une bande passante de 10 kHz (Kepco BOP 100-4D).

$$N_{FERRO} = 67$$

$$L_{FERRO_0} = \frac{N_{FERRO}^{\ 2}}{\Re_{FERRIO_0}} = 14{,}3mH \tag{F.13}$$

La tension de commande $V_{INFERRO}$ doit être plus petite que la tension de sortie du circuit élévateur afin de pouvoir être générée par cette dernière. Si la tension V_{IN} est 25 VCC, et étant donné que le convertisseur a un gain de tension supérieur à 1, un estimé réaliste de $V_{INFERRO}$ peut être de 15 VEFF (21,2 V crête). Les nombres de tours sont calculés en utilisant les équations (3.17):

$$N_{FERRO1} = \frac{V_{INFERRO} N_{FERRO}}{V_{FERRO}} = 10$$

$$N_{FERRO2} = N_{FERRO} - N_{FERRO1} = 57 \tag{F.14}$$

Avec un facteur K=1/8, la valeur de L_S est:

$$L_S = K^2 L_{FERRO} = 223\mu H \tag{F.15}$$

La valeur de C_{FERRO} peut être finalement calculée:

$$C_{FERRO} = \frac{N_{FERRO1}^{\ 2}}{(2\pi f N_{FERRO})^2 L_S} = 28nF \tag{F.16}$$

Lors de la ferrorésonance, de grands courants peuvent circuler à travers le condensateur. Il est donc nécessaire d'en choisir un qui a un faible facteur de dissipation. Dans la variété de condensateurs disponibles, un condensateur polyester de type MKT de 100 nF, 250 VCC est choisi. Les valeurs de capacité C_P et de la résistance parallèle R_P équivalentes mesurées avec le LCR-mètre Agilent 4263B à 1V et 1 kHz sont respectivement de 82,68 nF et 429,4 kΩ.

Pour choisir le noyau de l'inductance L_S, les caractéristiques des différents noyaux qui sont disponibles sont passées en revue. Le choix final est un assemblage de deux noyaux en "E", le E41/17/12-3C81-E250 de Ferroxcube (voir annexes I.4). Celui-ci est en

matériau 3C81 (voir annexe I.5) et possède un entrefer de 1,00 mm (mesuré), une aire effective de $1{,}49\text{x}10^{-4}$ m^2, un volume effectif de $1{,}316\text{x}10^{-5}$ m^3 et une réluctance de $5{,}29\text{x}10^6$ $tours^2/H$. Le nombre de tours nécessaire pour obtenir L_S est:

$$N_{LS} = \sqrt{\Re_{LS} L_S} = 34{,}34 \tag{F.17}$$

En pratique, 30 tours donne l'inductance désirée. Afin de minimiser les pertes de cuivre, un enroulement quadrifilaire de fil 23 AWG est utilisé. La résistance obtenue est:

$$R_{LS_CC} \cong \frac{N_{LS} \cdot 0{,}0855m/tour \cdot 0{,}0679m\Omega/m}{4} = 44m\Omega \tag{F.18}$$

Pour calculer l'effet de peau, la théorie de la section 11.4.2 de (Snelling 1969) est utilisée. Le facteur d'effet de peau F calculé étant environ égal à 1 à la fréquence d'opération, l'effet de peau ne vient pas augmenter les pertes "CA".

$$R_{LS} \cong R_{LS_CC}(1+F) \cong R_{LS_CC} = 44m\Omega \tag{F.19}$$

Les valeurs d'inductance L_S et de résistance série R_S équivalentes mesurées avec le LCR-mètre Agilent 4263B à 1 V et 10 kHz sont respectivement de 231 µH et 97 mΩ.

Pour calculer les pertes dans le noyau, la densité de flux maximale doit être premièrement calculée. Considérant la pleine différence de potentiel $V_{INFERRO}$ aux bornes de L_S et une onde sinusoïdale:

$$\hat{B} \cong \frac{\hat{V}_{INFERRO}}{2A_{LS}N_{LS}f} = 0{,}352mT \tag{F.20}$$

Les pertes volumiques, fonction de la fréquence et de la densité de flux, peuvent être estimées à partir d'une extrapolation de la figure 6 de l'annexe I.4:

$$P_V V_e = 40x10^3 \cdot 1{,}316x10^{-5} = 526mW \tag{F.21}$$

En pratique, les pertes sont plus petites étant donné que les pertes volumiques de la figure 6 sont pour une onde rectangulaire. Des photos de L_S sont présentées à la figure F.2.

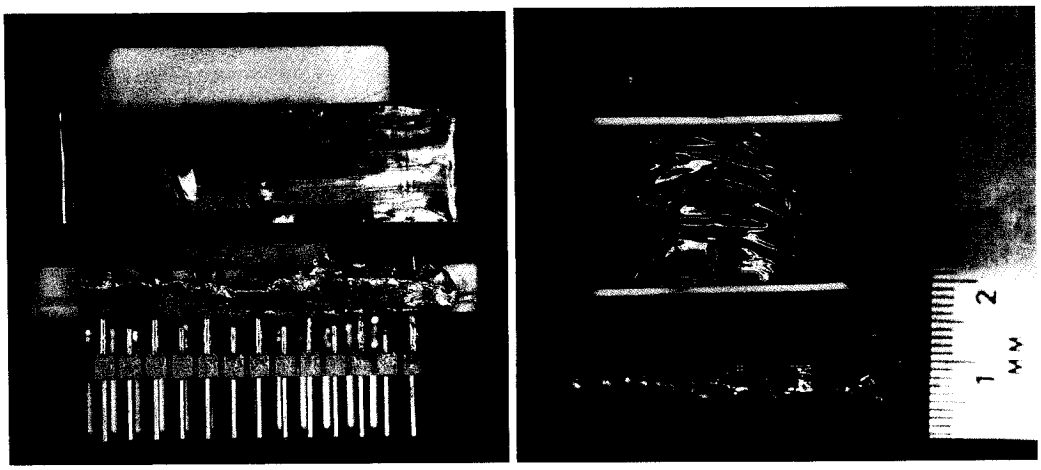


Figure F.2: Inductance L_S

F.3 HACHEUR ÉLÉVATEUR

Pour D1 et D2, le choix s'arrête sur les diodes Schottky 50SQ100 de International Rectifier (voir fiches techniques en annexe I.6). Elles supportent une tension en blocage de 100 V et un courant direct de 5 A. Avec un courant de 500 mA, la tension V_D est de 0,45 V à 25 °C.

Afin de minimiser les oscillations sur les tensions d'entrée et de sortie, des condensateurs électrolytique aluminium de 1000 µF sont utilisés. Cette valeur est inutilement grande pour un circuit pratique, mais cela permet de faire une mesure de tension continue avec un multimètre.

Finalement, l'inductance L_{BIAS} est choisie de telle sorte que sa valeur est plusieurs fois plus grande que L_{ORTHO}, afin de forcer un courant de polarisation constant. Une inductance déjà fabriquée de 3,29 mH est utilisée. La résistance de son enroulement est de 41 mΩ et la valeur d'inductance diminue de seulement 5 % à 4 A.

ANNEXE G PROCÉDURES DE TEST

G.1 PROTOTYPE

Le prototype utilisé pour les tests est équipé de la version à deux noyaux en "C" du transformateur paramétrique. Le circuit comporte tous les éléments du circuit calculés à l'Annexe F, à l'exception de L_{BIAS} et R_L qui sont externes. Le montage offre des points de test pour accommoder les sondes de courant et de tension de l'oscilloscope et des multimètres. Une photographie du prototype et son schéma de montage sont respectivement présentés aux figures G.1 et G.2.

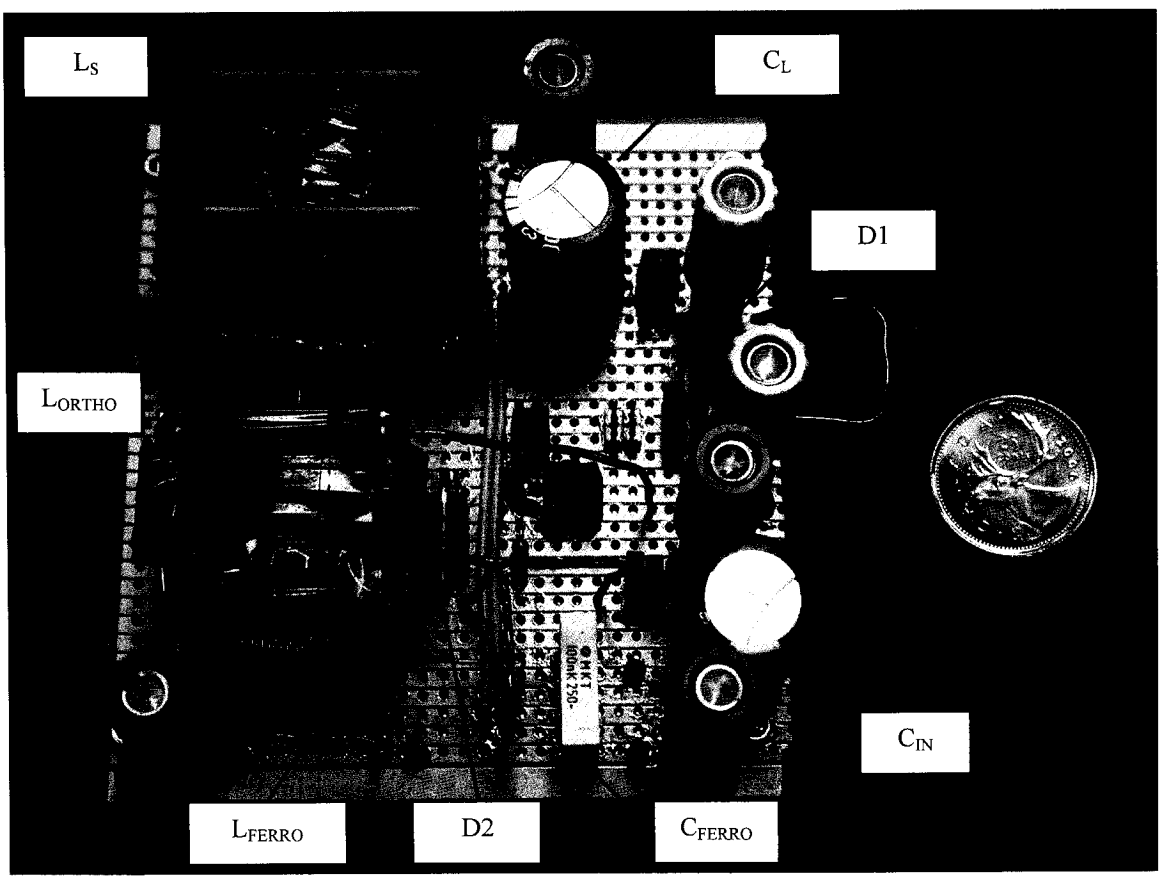


Figure G.1: Prototype de test

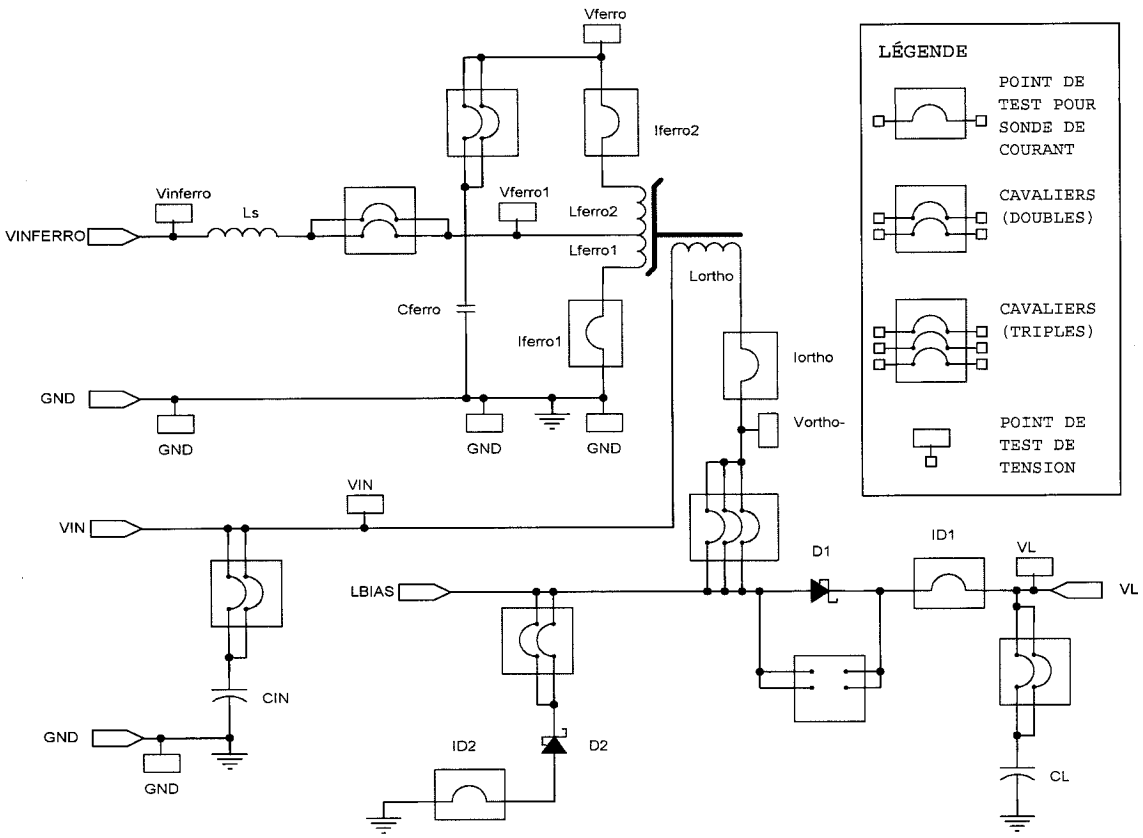


Figure G.2: Schéma électrique du prototype de test

G.2 ÉQUIPEMENT

La liste des équipements de test utilisés est présentée dans le tableau G.1. La colonne de gauche rapporte l'identificateur utilisé sur les schémas de montage de mesure. La colonne de droite rapporte le numéro d'identification d'inventaire de l'Agence spatiale canadienne pour des fins de référence. Tous les appareils utilisés avaient une calibration valide au moment des tests.

Tableau G.1: Équipements de test utilisé

Id.	Description	Marque	Modèle	No. CSA
AB1	Amplificateur bipolaire	Kepco	BOP100-4D	2025692
AB2	Amplificateur bipolaire	Kepco	BOP50-8D	2022694
AI2	LCR-mètre	Agilent	4263B	2018160
AI2	Analyseur d'impédance magnétique	Wayne Kerr	3260B	2024421
BA1	Bloc d'alimentation (linéaire)	Xantrex	LXQ30-2	2004189
BA2	Bloc d'alimentation	Hewlett Packard	3634A	2016689
GF1	Générateur de fonction	Hewlett Packard	33120A	2007311
MM1	Multimètre	Hewlett Packard	34401A	2005371
MM2	Multimètre	Agilent	34401A	2024151
MM3	Multimètre	Hewlett Packard	34401A	2007288
MM4	Multimètre	Hewlett Packard	34401A	2005374
MM5	Multimètre	Agilent	3458A	2024332
MM6	Multimètre	Datron	1271	2012602
OS1	Oscilloscope	Tektronix	TDS5104	2022980
PM1	Puissancemètre	Voltech	PM3000A	2017868
PM2	Puissancemètre	Powertek	PA2200A	2023403
SC1	Sonde de courant	Tektronix	TCP202	N.A.
SC2	Sonde de courant	Tektronix	TCP202	N.A.
ST1	Sonde de tension	Tektronix	P6138	N.A.
ST2	Sonde de tension	Tektronix	P6138	N.A.
ST3	Sonde de tension différentielle	Tektronix	P5205	N.A.

G.3 PROCÉDURES

G.3.1 Mesure de l'inductance en fonction du courant

Le schéma de montage de mesure de l'inductance des enroulements du transformateur paramétrique est présenté à la figure G.3. Un analyseur d'impédance (AI2) capable de fournir un courant de polarisation continu est branché du côté de l'inductance sous test. Un bloc d'alimentation ajustable à CC (BA2) configuré en source de courant constante est branché aux bornes de l'autre enroulement.

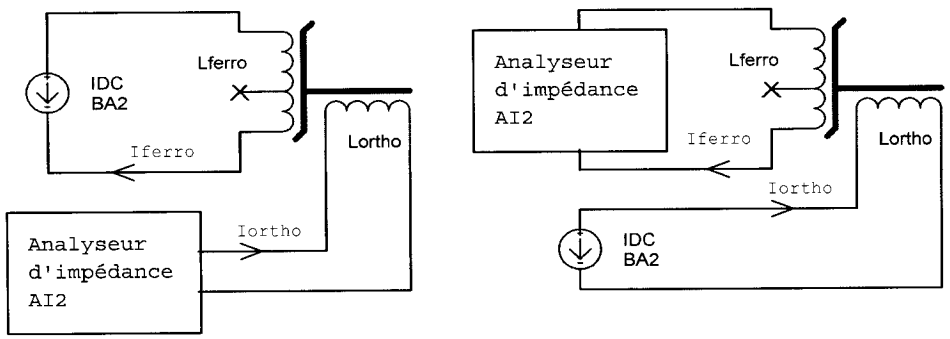


Figure G.3: Montage de mesure de l'inductance

L'analyseur d'impédance est configuré à une fréquence de 8 kHz et une tension d'excitation de 1 VEFF.

La mesure de L_{ORTHO} est faite pour des courants d'autopolarisation variant entre 0 et 5 A par incréments de 0,1 A et un courant dans L_{FERRO} nul. Les mesures sont répétées pour des courants dans L_{FERRO} égaux à 0,05, 0,1, 0,15, 0,2, 0,25, 0,3, 0,4, 0,5 et 1 A.

La mesure de L_{FERRO} est faite pour des courants d'autopolarisation entre 0 et 5 A par incréments ajustés en fonction de la chute de la valeur d'inductance et un courant dans L_{ORTHO} nul. Les mesures sont répétées pour des courants dans L_{ORTHO} égaux à 1, 2, 2,5, 3, 3,5, 4 et 5 A.

G.3.2 Estimation de la courbe B-H

Le schéma de montage nécessaire à l'estimation de la courbe B-H vue des enroulements est présenté à la figure G.4. Un générateur de fonction (GF1) branché à l'enroulement sous test à travers un amplificateur (AB1) permet de générer la FMM alternative nécessaire. Les valeurs de courant et de tension à travers un cycle sont enregistrées avec un oscilloscope (OS1) à une vitesse de 25 Méga échantillons par seconde. Les courants sont mesurés avec les sondes SC1 et SC2 tandis que les tensions sont mesurées avec les sondes ST1 et ST2. Les mesures du côté de L_{ORTHO} sont faites en débranchant C_{FERRO} et L_S. Celles du côté de L_{FERRO} sont faites pour différents courants de polarisation dans L_{ORTHO} (à travers L_{BIAS}), générés à partir d'une source à CC (AB2). Une faible résistance (R_B) est branchée aux bornes de la source à CC pour assurer sa stabilité face à la charge fortement inductive.

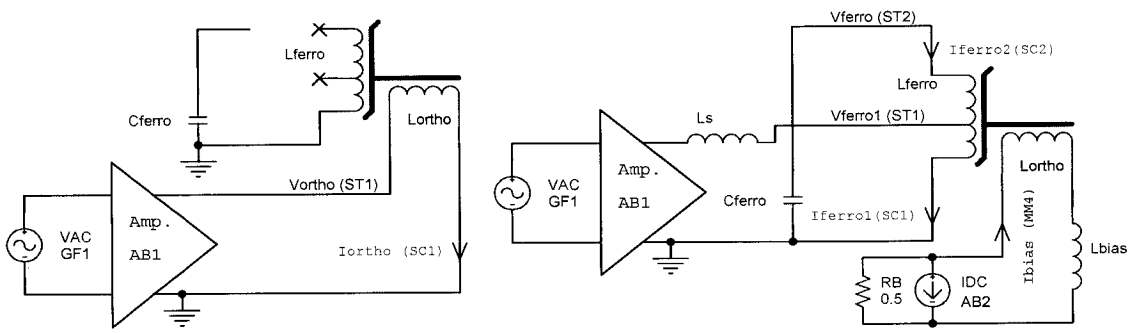


Figure G.4: Montage de mesure du courant et de la tension

Le générateur de fonction est configuré pour générer une sinusoïde à 8 kHz. La sortie du générateur et le gain de l'amplificateur sont ajustés pour obtenir l'amplitude désirée aux bornes de l'enroulement sous test.

Les mesures pour L_{ORTHO} se font avec une tension V_{ORTHO} de 50 VEFF.

Les mesures pour L_{FERRO} sont faites pour une tension V_{FERRO1} égale à 15 VEFF. Les données sont enregistrées pour des valeurs de I_{ORTHO} de 0, 0,5, 1, 2, 2,5, 3 et 3,5 A. Les mesures sont finalement répétées pour une tension $V_{INFERRO}$ de 1 VEFF et un courant nul dans L_{ORTHO} afin de mesurer la perméabilité initiale.

G.3.3 Mesure de la réponse en fréquence

Le schéma de montage de mesure de la réponse en fréquence des enroulements du transformateur paramétrique est présenté à la figure G.5. Un analyseur d'impédance (AI2) est branché du côté de l'inductance sous test. L'autre enroulement est débranché du reste du circuit.

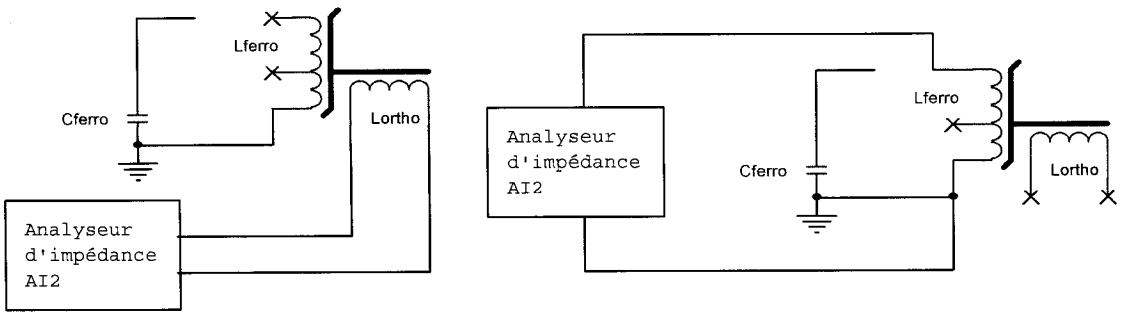


Figure G.5: Montage de mesure de la réponse en fréquence

La caractéristique Z-θ est mesurée de 1 kHz à 3 MHz en fixant la tension d'excitation à 1 VEFF et un courant d'autopolarisation nul. Les mesures sont aussi faites pour l'inductance L_{BIAS}.

G.3.4 Caractérisation du circuit ferrorésonant

Le schéma de montage de mesure de la caractérisation du circuit ferrorésonant est présenté à la figure G.6. Un générateur de fonction (GF1) est branché à l'entrée du circuit ferrorésonant à travers un amplificateur (AB1) et un puissancemètre (PM2). Les valeurs de courant et de tension efficaces sont mesurées avec un oscilloscope (OS1). Les courants sont mesurés avec des sondes SC1 et SC2, tandis que les tensions sont lues avec des sondes ST1 et ST2. Le puissancemètre mesure le courant et la tension efficaces, la puissance réelle et le facteur de puissance.

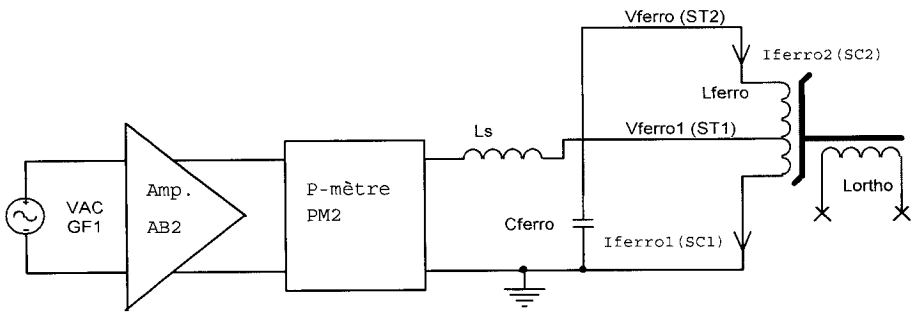


Figure G.6: Montage de test du circuit ferrorésonant

La sortie du générateur de fonction et le gain de l'amplificateur sont ajustés pour fournir une tension $V_{INFERRO}$ désirée. La fréquence est variée de 5 kHz à 10 kHz par intervalles variant entre 200 et 500 Hz. Le balayage en fréquence est fait pour des tensions $V_{INFERRO}$ égales à 0,5, 1, 1,5, 2, 3 et 5 VEFF.

G.3.5 Caractérisation du circuit L-R

Le schéma de montage de mesure de la caractérisation du circuit L-R est présenté à la figure G.7. Un générateur de fonction (GF1) est branché à l'entrée du circuit ferrorésonant à travers un amplificateur (AB1) et un puissancemètre (PM1, canal 1). Les valeurs de courant et de tension efficaces sont mesurées avec un oscilloscope (OS1). Les courants dans L_{ORTHO} et L_{FERRO} sont mesurés avec les sondes SC1 et SC2, tandis que les tensions aux bornes des enroulements sont respectivement lues avec des sondes ST3 et ST1.

Le courant I_{BIAS} à travers l'inductance L_{BIAS} est généré à partir d'une source à CC (AB2). Une faible résistance (RB) est branchée aux bornes de la source à CC pour assurer sa stabilité face à la charge fortement inductive. Un premier puissancemètre (PM1, canal 2) mesure la puissance délivrée à l'entrée de L_{BIAS}, tandis qu'un deuxième (PM1, canal 3) mesure la puissance délivrée après l'inductance. La tension (MM1) et le courant (MM2) de la source V_{IN}, le CC dans L_{BIAS} (MM4), ainsi que le courant (MM6) et la tension (MM3) continue de sortie sont mesurés avec des multimètres. Le puissancemètre mesure

le courant et la tension efficaces, la puissance réelle et le facteur de puissance sur chacun des trois canaux.

La fréquence de l'onde sinusoïdale est fixée à 8 kHz et la tension $V_{INFERRO}$ est ajustée à 15 VEFF. La tension d'entrée V_{IN} est fixée à 25 VCC.

Le premier test consiste à faire varier I_{BIAS} de 0 à 3 A par incréments de 0,1 A avec une charge de 200 Ω branchée en sortie. Le deuxième test fait varier la charge de 50 à 500 Ω par incréments d'environ 15 Ω jusqu'à 100 Ω, 25 Ω jusqu'à 250 Ω et 50 Ω jusqu'à 500 Ω. Le courant de polarisation est ajusté de façon à ce que le courant moyen I_{ORTHO} soit 1,7 A.

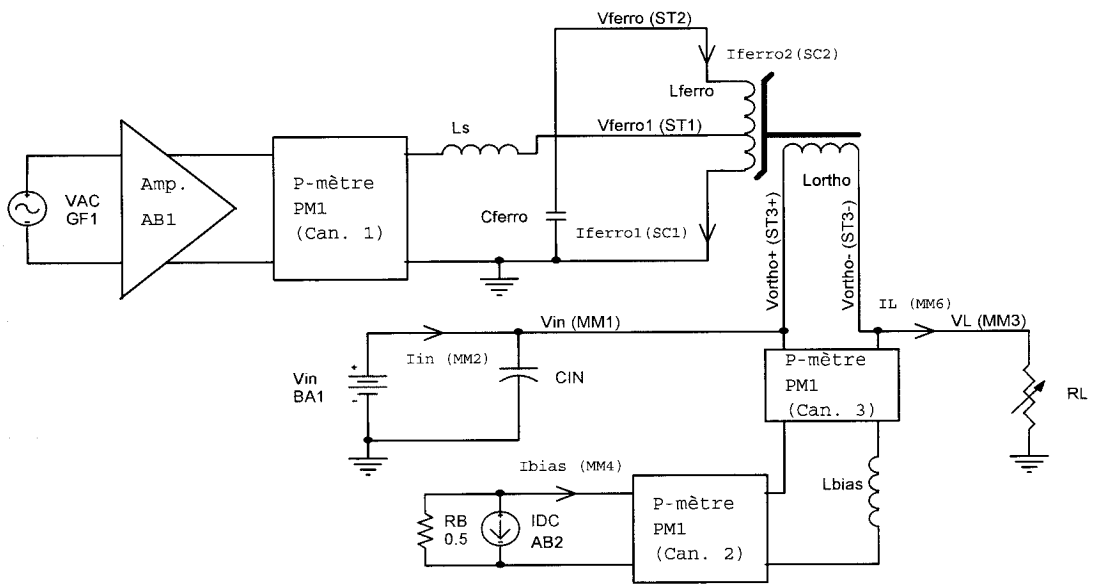


Figure G.7: Montage de mesure du circuit L-R

G.3.6 Caractérisation du convertisseur complet

Le schéma de montage de mesure de la caractérisation du circuit complet est présenté à la figure G.8. Le test est presque identique à celui de la caractérisation du circuit L-R, à l'exception que la tension continue avant la diode D1 (MM5) est aussi mesurée. Au cours du test, le rôle de D2 est évalué en la branchant ou débranchant du circuit au besoin.

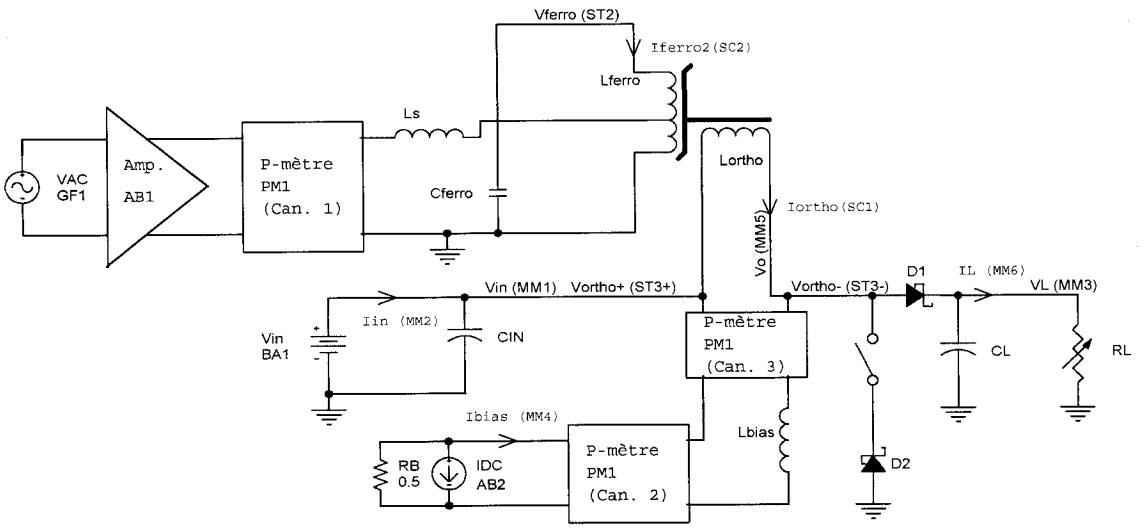


Figure G.8: Montage de mesure du circuit complet

Le premier test consiste à vérifier l'influence V_{IN} sur les performances du convertisseur. Avec la diode D2 branchée au circuit, la tension est variée de 0 à 40 VCC par intervalle de 2,5 V. La tension et la fréquence à l'entrée du circuit ferrorésonant sont respectivement fixées à 15 VEFF et 8 kHz. Le courant de polarisation est ajusté de façon à ce que I_{ORTHO} soit 1,7 A. Le test est ensuite répété en débranchant D2 et pour des fréquences de 7 et 9 kHz.

Le deuxième test vérifie l'influence de I_{ORTHO} sur les performances du circuit. En gardant la tension $V_{INFERRO}$ à 15 VEFF, la fréquence à 8 kHz, la tension V_{IN} à 25 VCC et une charge R_L de 200 Ω, le courant I_{BIAS} est ajusté de 0 à 3 A par incréments de 0,1 A. Le test est ensuite répété pour des courants négatifs couvrant la même plage, ainsi que pour des charges de 50, 100 et 500 Ω (courants de polarisation positifs seulement).

Le troisième test consiste à faire varier la charge de 50 à 500 Ω par incréments d'environ 15 Ω jusqu'à 100 Ω, 25 Ω jusqu'à 250 Ω et 50 Ω jusqu'à 500 Ω. Le courant de polarisation est ajusté de façon à ce I_{ORTHO} soit de 1,7 A. La tension $V_{INFERRO}$ et la fréquence sont respectivement fixées à 15 VEFF et 8 kHz.

Le quatrième test caractérise le circuit en fréquence de 5550 à 9500 Hz par incréments de 250 Hz. Le courant de polarisation est ajusté de façon à ce que I_{ORTHO} soit de 1,7 A. La tension $V_{INFERRO}$ est fixée à 15 VEFF, tandis que V_{IN} reste à 25 VCC. Finalement, la charge reste la même à 200 Ω.

Le dernier test est la caractérisation en fonction de $V_{INFERRO}$ de 0 à 25 VEFF. La fréquence est ajustée à 8 kHz tandis que les autres paramètres demeurent les mêmes.

G.3.7 Mesure du cycle de transfert de puissance

Le schéma de montage de mesure du cycle de transfert du transformateur pour le circuit complet est présenté à la figure G.9. Les courants et tensions à travers un cycle sont enregistrés avec un oscilloscope (OS1) à une vitesse de 25 Méga échantillons par seconde. Les courants sont mesurés avec des sondes SC1 et SC2, tandis que les tensions sont lues avec des sondes ST1, ST2 et ST3. Le puissancemètre mesure la tension efficace à l'entrée du circuit ferrorésonant. Étant donné que l'oscilloscope a quatre canaux et qu'il y a six paramètres à mesurer, l'acquisition est faite deux fois. Afin que les signaux soient synchronisés, la tension aux bornes de L_{FERRO1} est conservée comme référence de synchronisation pour l'oscilloscope.

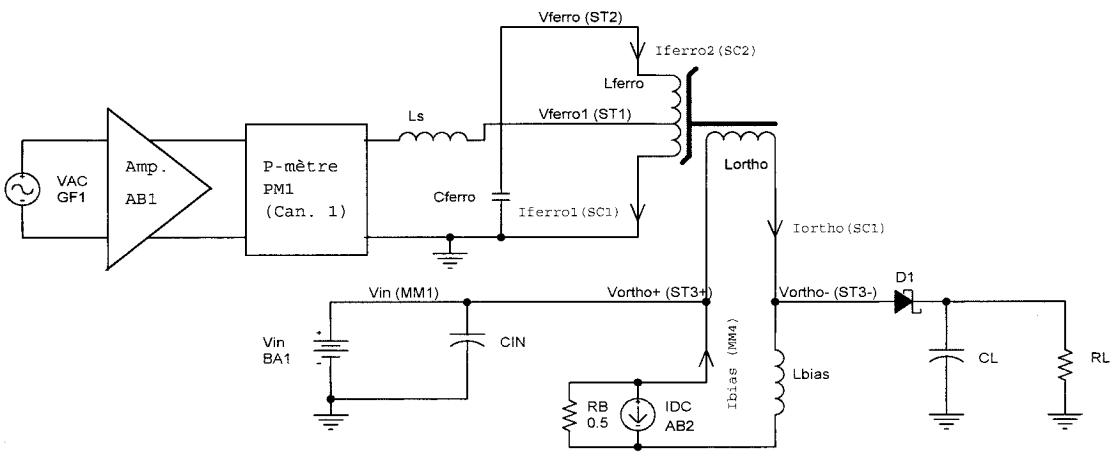


Figure G.9: Montage de mesure du cycle de transfert de puissance

La source alternative est ajustée pour générer une onde sinusoïdale à 8 kHz de 15 VEFF. La tension du bloc d'alimentation BA1 est ajustée à 25 VCC. La charge est une résistance

fixe de 200 Ω. Les mesures sont faites pour les valeurs de I_{ORTHO} suivantes: -1,7, -0,1, -0,04, 0, 0,04, 0,1 et 1,7 A.

ANNEXE H RÉSULTATS DE TESTS COMPLÉMENTAIRES

H.1 ESTIMATION DE LA PERMÉABILITÉ RELATIVE

H.1.1 Enroulement orthogonal

La perméabilité relative peut être obtenue en dérivant les courbes B-H de la section 4.1.2. La variation de la perméabilité relative équivalente en fonction de la densité de flux magnétique dans L_{ORTHO} pour des valeurs de flux montant et descendant est présentée à la figure H.1. La variation de l'inductance en fonction du courant peut par la suite être déterminée à partir de la perméabilité. Tel que montré à la figure H.2, les valeurs extrapolées sont semblables aux mesures effectuées avec l'analyseur d'impédance.

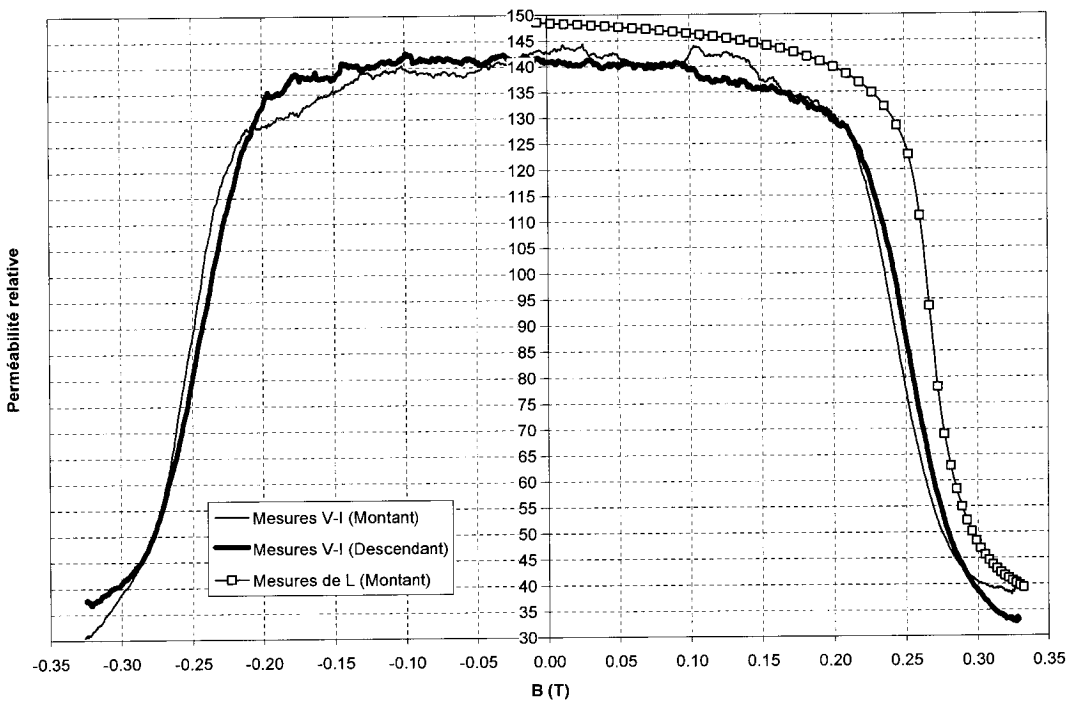


Figure H.1: Perméabilité relative équivalente relative de L_{ORTHO} ($I_{FERRO} = 0$)

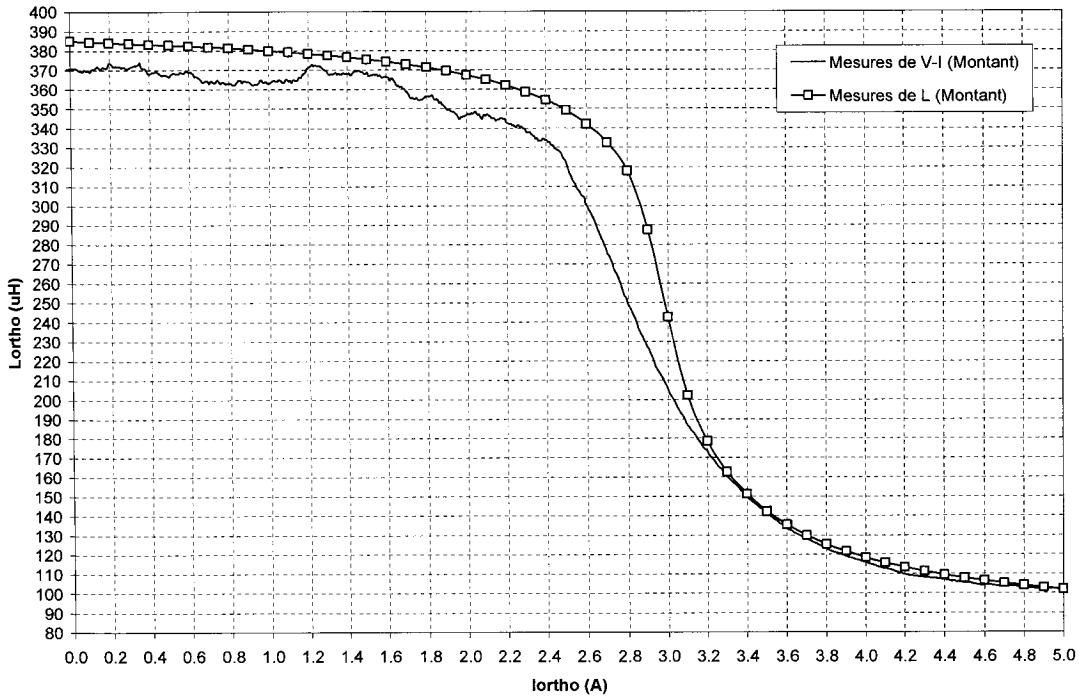


Figure H.2: L_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} extrapolée à partir de μ_r ($I_{FERRO} = 0$)

H.1.2 Enroulement ferrorésonant

La perméabilité calculée à partir des mesures de courant et de tension de la figure H.3 est très bruitée étant donné que le processus de dérivation amplifie le bruit. Les données sont plus bruitées pour de faibles valeurs de courant, c'est-à-dire pour de hautes valeurs de perméabilité. Afin de mesurer la perméabilité initiale avec précision, la courbe B-H a été estimée une deuxième fois avec des mesures enregistrées pour une faible tension appliquée sur L_{FERRO}. La valeur ainsi déterminée est de 6685. Cette valeur est 2,8 fois plus élevée que la valeur de perméabilité relative inscrite dans les fiches techniques. Cela explique la différence entre la valeur d'inductance mesurée de 35,2 mH (section 4.1.1) et la valeur calculée de 14,3 mH à l'annexe F.2.

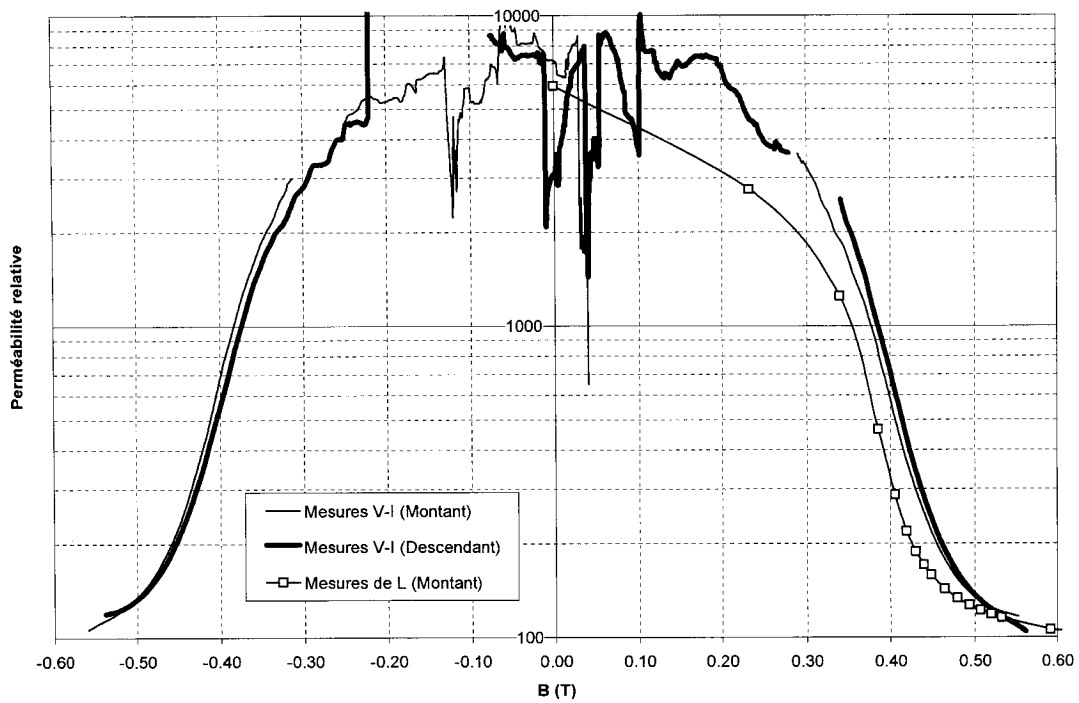


Figure H.3: Perméabilité relative équivalente de L_{FERRO} ($I_{ORTHO} = 0$)

H.2 CARACTÉRISATION DU CIRCUIT L-R

H.2.1 Variation du courant de polarisation

La figure H.4 montre la variation de V_{ORTHO} en fonction I_{ORTHO} pour une charge de 200 Ω. La tension maximale est atteinte pour un courant de 1,7 A. La figure H.5 présente la variation des différentes puissances en fonction du courant. La puissance transmise est maximale pour la même valeur de courant.

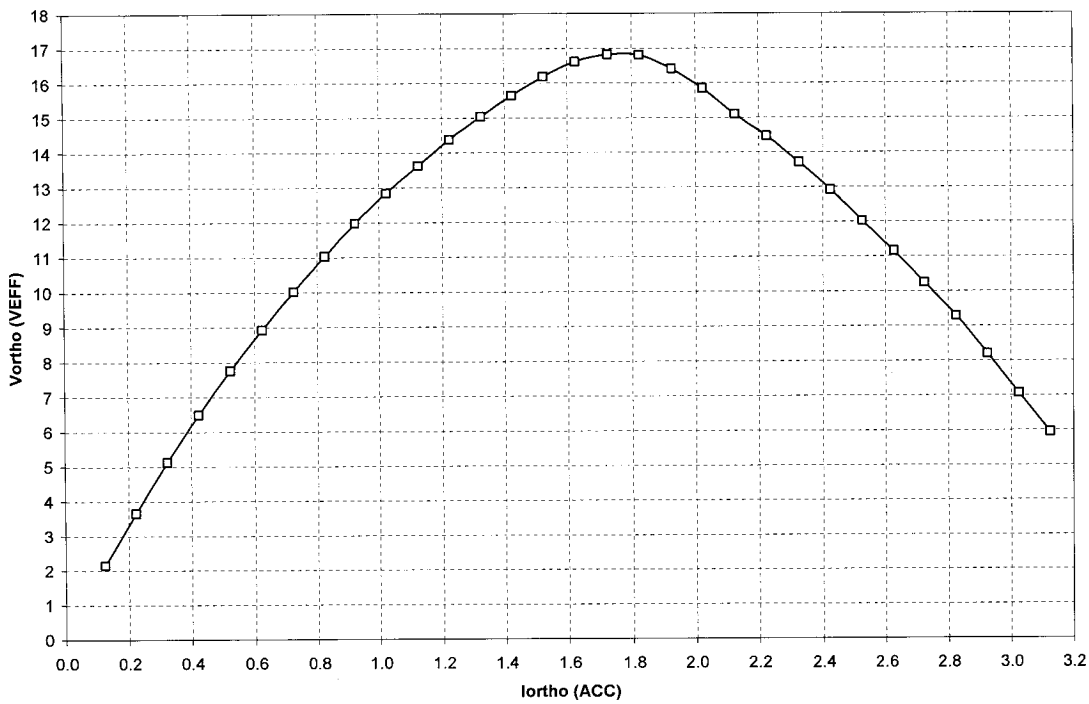


Figure H.4: V_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} (R_L = 200 Ω)

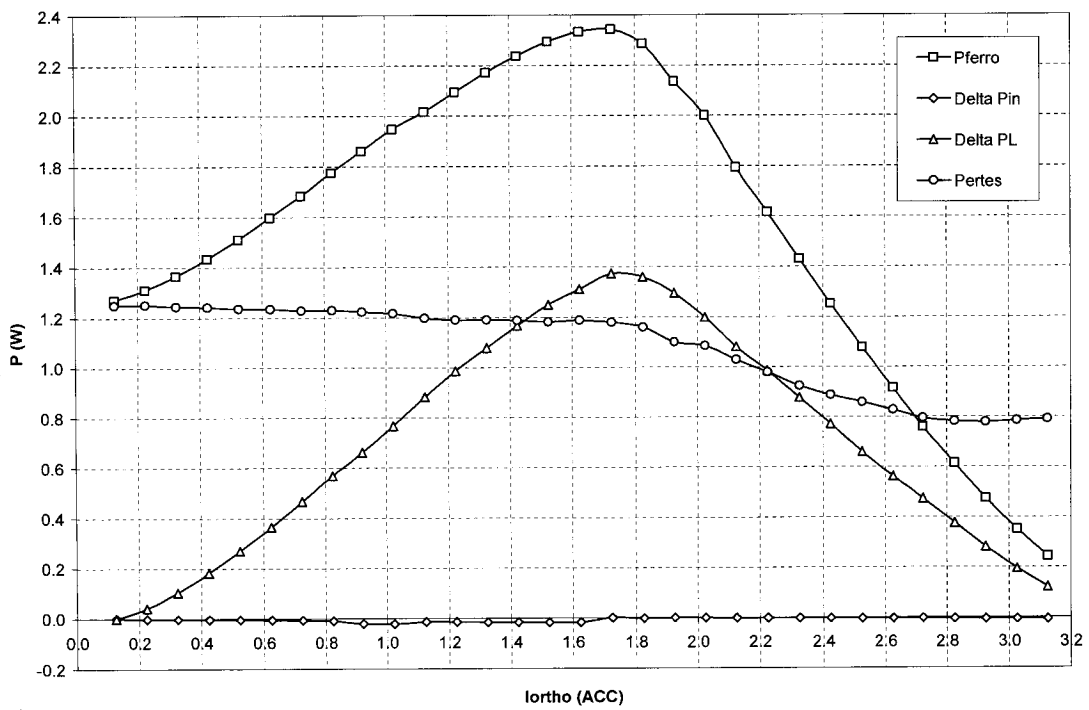


Figure H.5: Bilan de puissance en fonction de I_{ORTHO} (R_L = 200 Ω)

H.2.2 Variation de la charge

La figure H.6 montre la variation de V_{ORTHO} en fonction de R_L pour une valeur de I_{ORTHO} ajustée à la valeur optimale de 1,7 A. La tension chute rapidement pour des valeurs de résistance inférieures à 125 Ω. Par contre, tel que montré à la figure H.7, la puissance transférée augmente lorsque R_L est plus faible. Les pertes demeurent approximativement constantes, ce qui laisse croire que ces dernières sont plus importantes dans le circuit ferrorésonant et le noyau du transformateur paramétrique que dans les enroulements et les conducteurs du circuit secondaire.

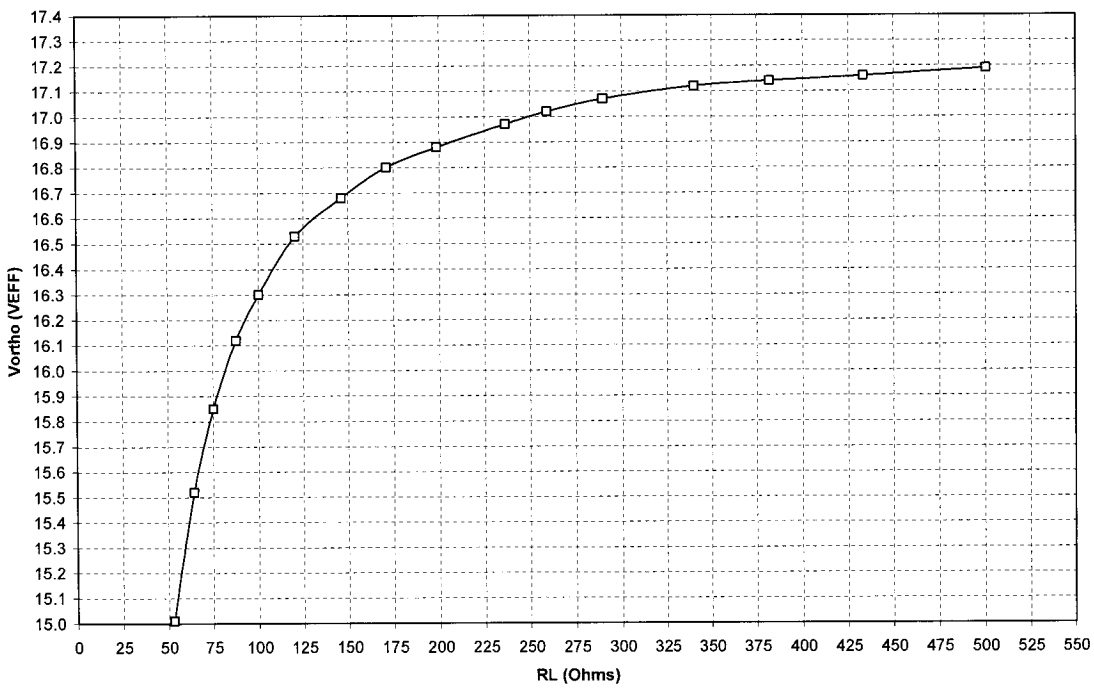


Figure H.6: V_{ORTHO} en fonction de R_L (I_{ORTHO} = 1,7 A)

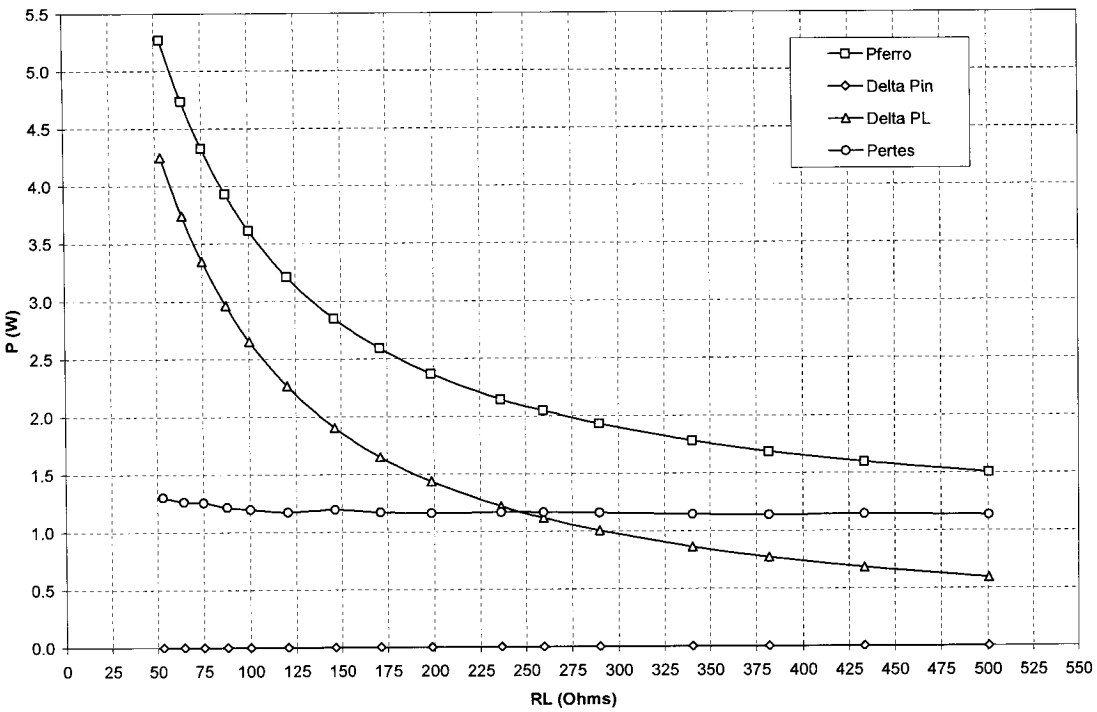


Figure H.7: Bilan de puissance en fonction de R_L (I_{ORTHO} = 1,7 A)

H.3 CARACTÉRISATION DU CIRCUIT COMPLET

H.3.1 Variation de la tension d'entrée continue

Le premier test consiste à déterminer l'effet de la variation de la tension d'alimentation continue. Afin d'y arriver, V_{IN} est varié de 0 à 40 VCC par intervalles de 2,5 V. Les différents tests sont faits pour des fréquences fixes de 7, 8 et 9 kHz et une charge de 200 Ω. Le courant de polarisation I_{BIAS} est ajusté de telle sorte que I_{ORTHO} soit égal à 1,7 A, c'est-à-dire la valeur optimale déterminée lors des tests du circuit L-R. Le test à 8 kHz est effectué avec et sans la diode D2 afin de voir son influence sur la performance du circuit.

La figure H.8 montre la variation de I_{IN} en fonction de la tension. Pour le cas sans la diode D2, la relation est quasi linéaire et la pente de la droite est équivalente à une résistance de 243,9 Ω (indépendamment de la fréquence).

La figure H.9 montre la variation de V_L en fonction de V_{IN}. Pour le cas sans la diode D2, la relation est aussi quasi linéaire avec une pente d'environ 0,822 V/V. Les valeurs de tension de sortie obtenues à partir de l'équation approximative (3.33) sont superposées aux résultats de tests pour une valeur de facteur de modulation d'inductance k=4. La relation est aussi quasi linéaire et la tension augmente avec la fréquence. Par contre, les valeurs d'ordonnées à l'origine et de pente sont légèrement différentes.

La figure H.10 montre les différentes puissances en fonction de V_{IN} pour une fréquence de 8 kHz. Les valeurs d'entrée et de sortie sont exprimées en terme de différence de puissance par rapport à leurs valeurs lorsque l'entrée ferrorésonante est désactivée. Le calcul des pertes à l'intérieur du circuit ne tient pas compte de celles dans L_{BIAS} et montre que ces dernières ne sont pas influencées par V_{IN}.

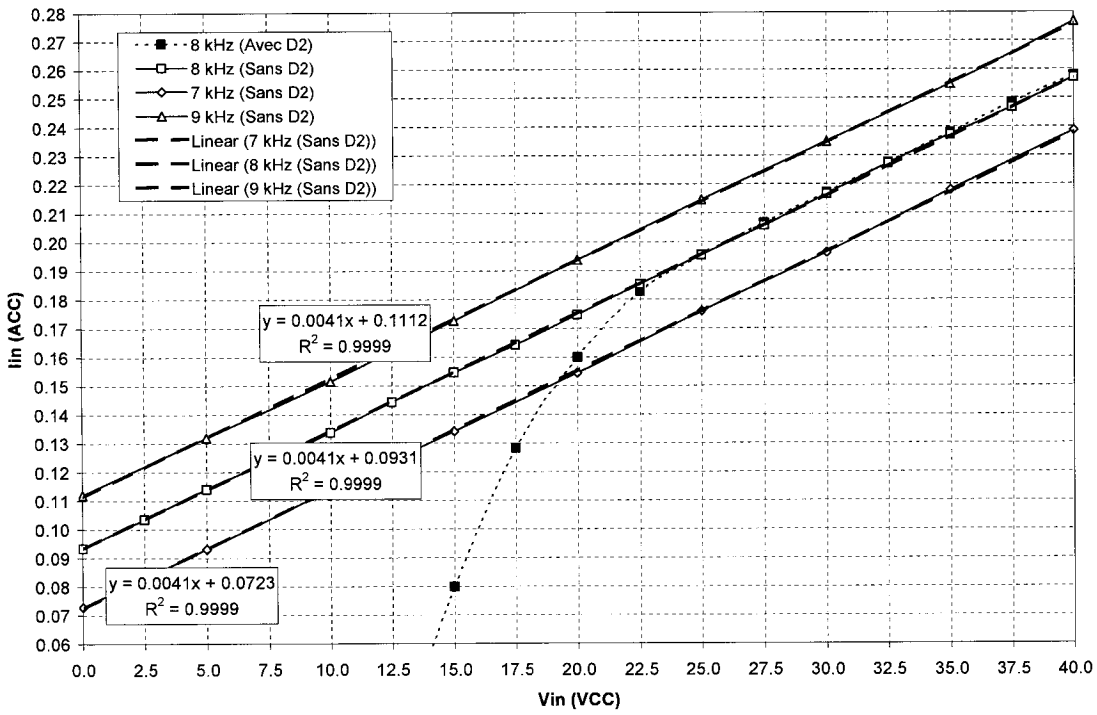


Figure H.8: I_{IN} en fonction de V_{IN} pour différentes fréquences

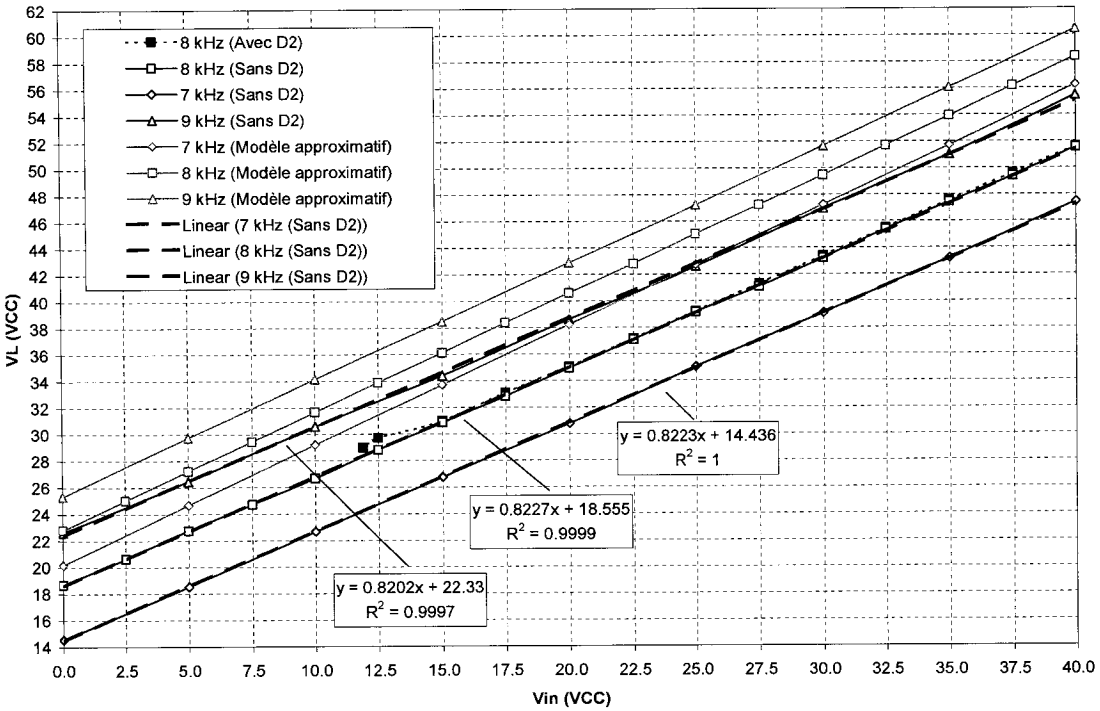


Figure H.9: V_L en fonction de V_{IN} pour différentes fréquences

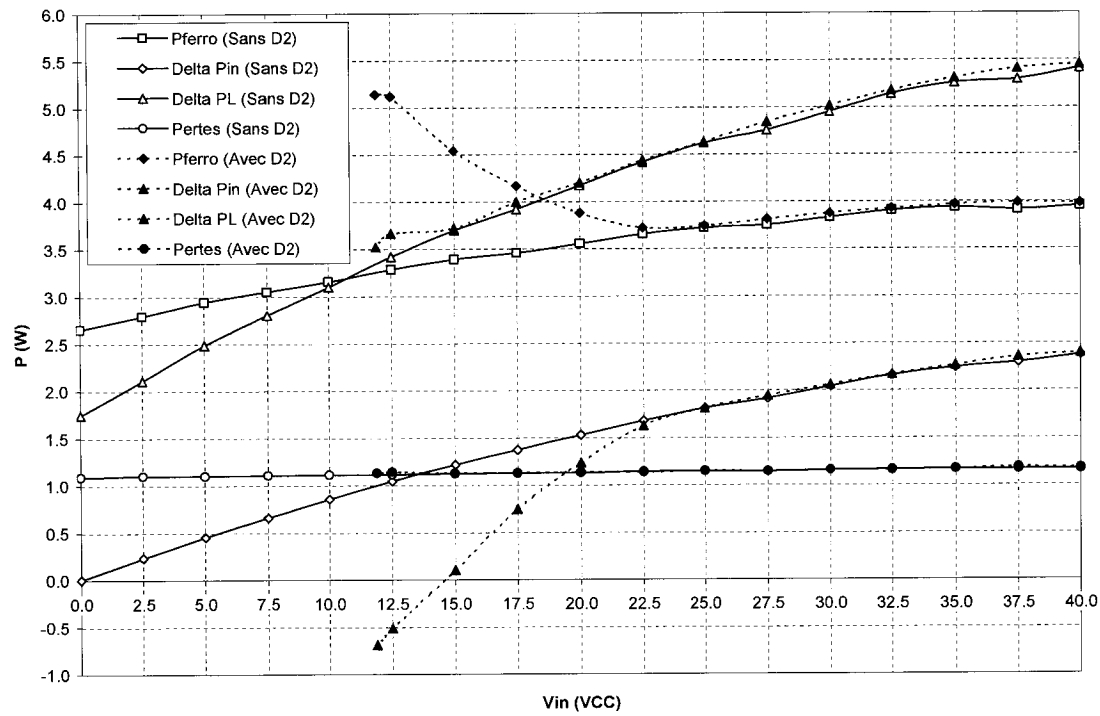


Figure H.10: Bilan de puissance en fonction de V_{IN}

H.3.2 Variation du courant de polarisation

Le deuxième test consiste à déterminer l'effet de la variation de I_{ORTHO}. Afin d'y arriver, le courant de polarisation I_{BIAS} est ajusté de 0 à 3 A par intervalles de 0,1 A. Les différents tests sont faits pour des valeurs de V_{IN}, $V_{INFERRO}$ et f respectivement égales à 25 VCC, 15 VCA et 8 kHz. Afin de vérifier l'effet de la polarité de I_{ORTHO}, le test est répété en inversant le courant de polarisation (charge de 200 Ω seulement).

Les figures H.11, H.12 et H.13 montrent respectivement la variation des tensions V_{ORTHO}, V_{FERRO} et V_L. Pour des courants supérieurs à environ 1,5 A, V_{FERRO} diminue de façon presque quasi linéaire jusqu'à atteindre la valeur de $V_{INFERRO}$. Pour de faibles courants, V_{ORTHO} est presque nulle et le circuit ne produit aucun gain de tension. Cette constatation est en accord avec la théorie de la section 3.3.2.3, laquelle indique qu'un courant minimal de polarisation est nécessaire. Ce courant est d'autant plus grand que la charge est forte. La tension de sortie est maximale pour I_{ORTHO} environ égal à 1,7 A. Le courant où se produit ce gain maximum de tension est légèrement plus faible pour des charges plus fortes.

Les figures H.14 et H.15 montrent respectivement une estimation de l'enveloppe des champs magnétiques minimum et maximum dans L_{ORTHO} et L_{FERRO} calculée à partir des mesures des courants et la connaissance des paramètres physiques du transformateur paramétrique. La valeur de H_{ORTHO} générée à partir du courant moyen est représentée par une ligne pointillée. Les excursions de H_{FERRO} diminuent de façon monotone en fonction du courant de polarisation et ne sont presque pas affectées par la valeur de R_L. Les excursions de H_{ORTHO} sont maximales pour un courant I_{ORTHO} d'environ 1,5 A.

La figure H.16 montre la variation du facteur de puissance pour plusieurs charges. Après avoir atteint un maximum pour un courant donné, le facteur de puissance chute rapidement jusqu'à atteindre presque zéro pour de forts courants de polarisation.

La figure H.17 montre la variation des puissances pour une charge de 200 Ω. Les courbes ont la même forme que pour le circuit L-R, à l'exception que leur amplitude est plus élevée. Quant aux pertes, elles sont pratiquement les mêmes pour les deux circuits.

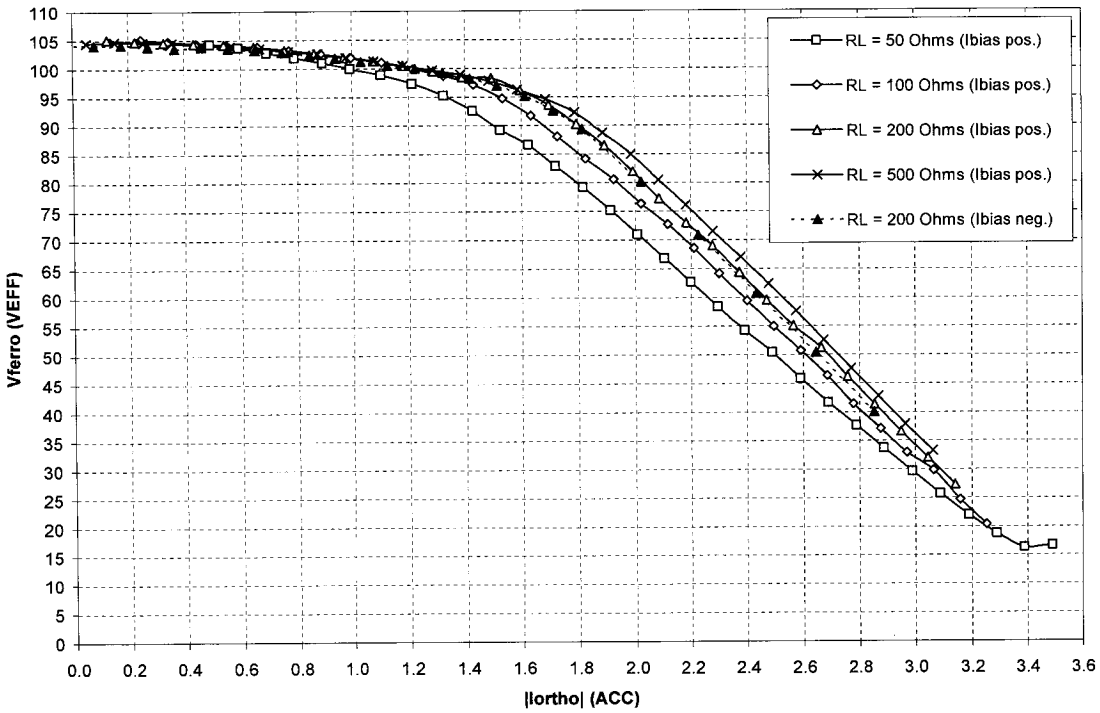


Figure H.11: V_{FERRO} en fonction de I_{ORTHO} pour différentes R_L

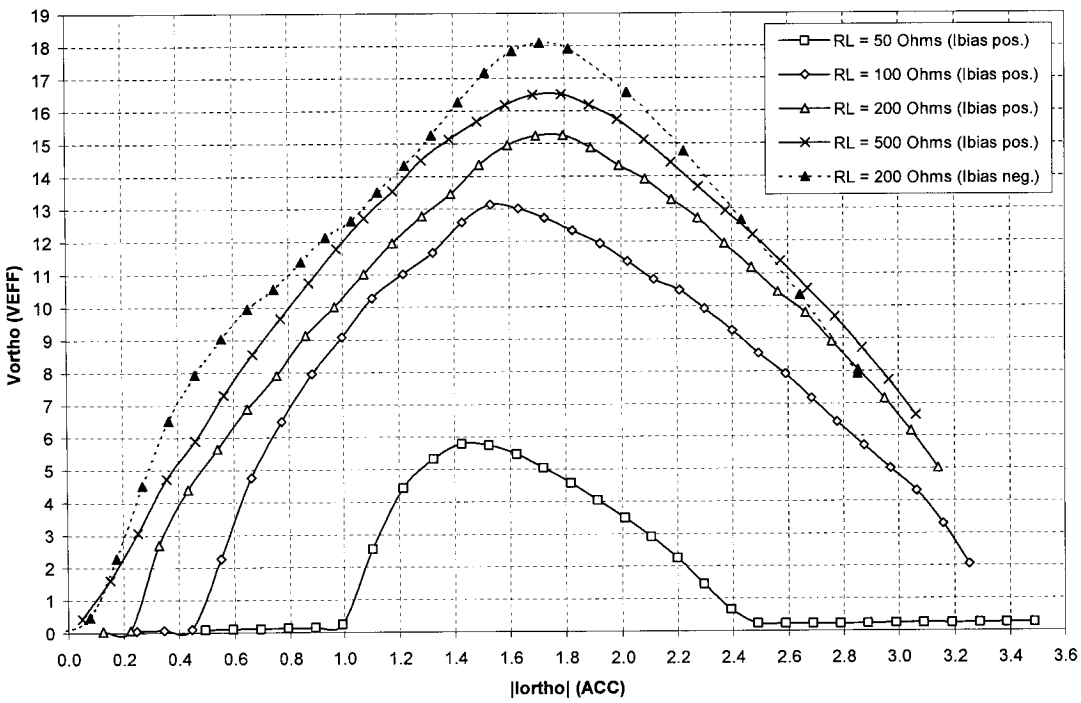


Figure H.12: V_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} pour différentes R_L

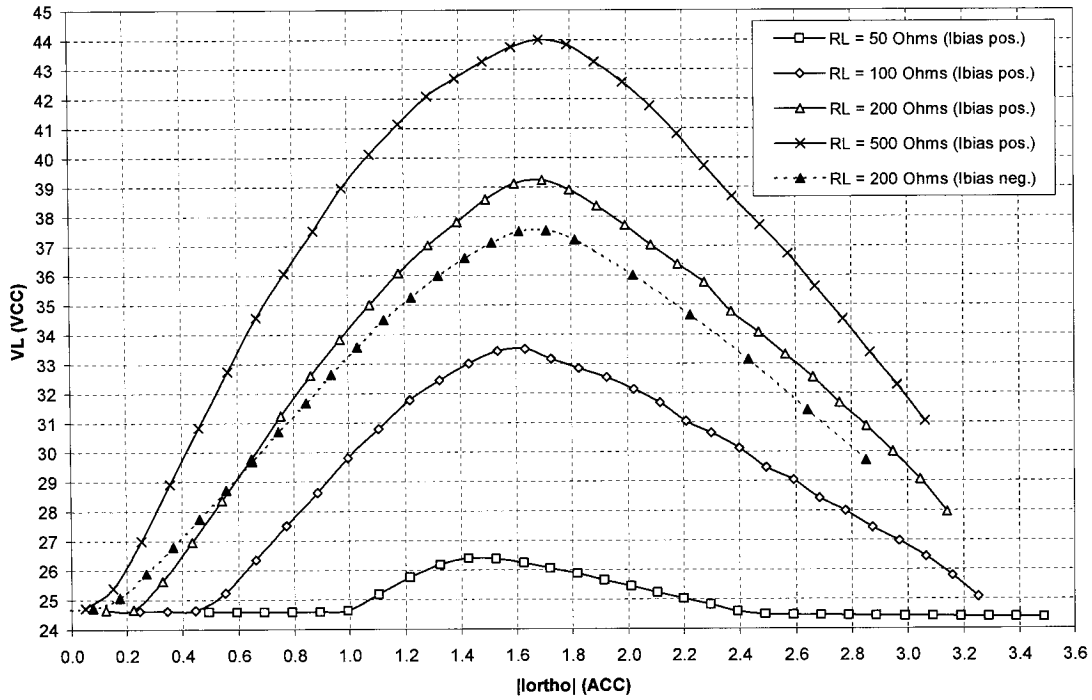


Figure H.13: V_L en fonction de I_{ORTHO} pour différentes R_L

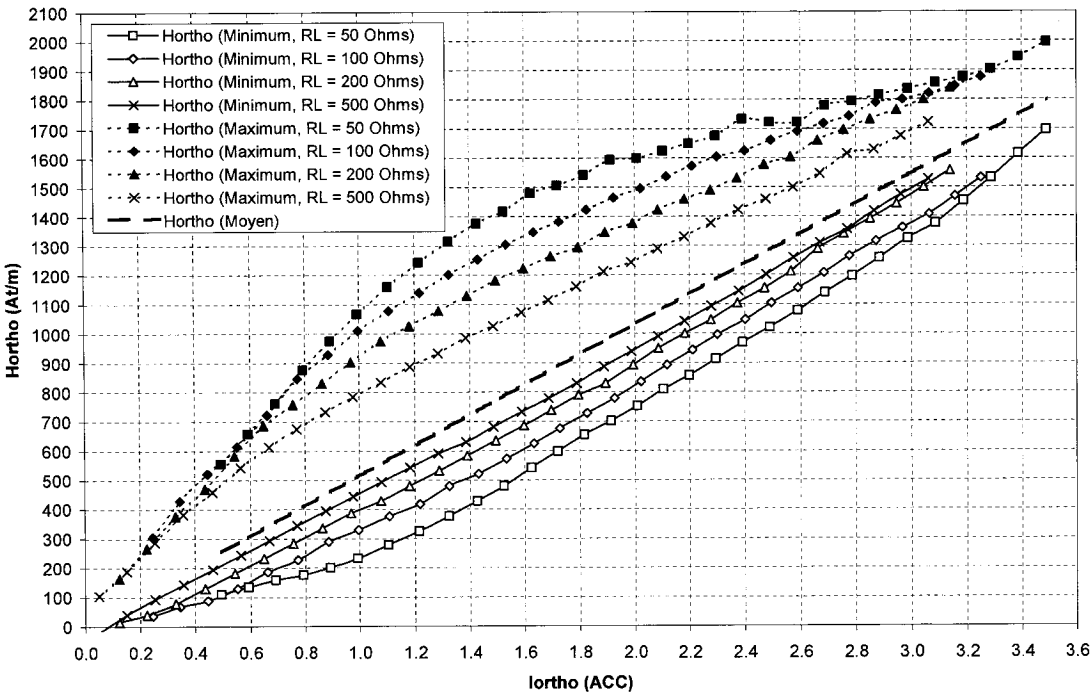


Figure H.14: Enveloppe de H_{ORTHO} en fonction de I_{ORTHO} pour différentes R_L

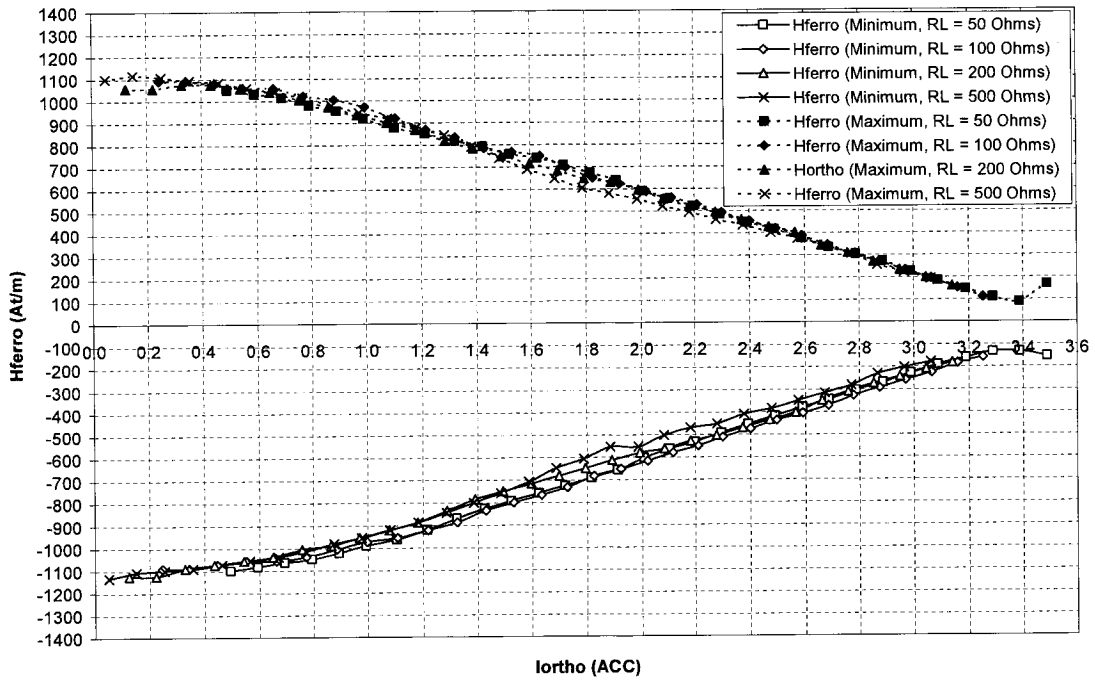


Figure H.15: Enveloppe de H_{FERRO} en fonction de I_{ORTHO} pour différentes R_L

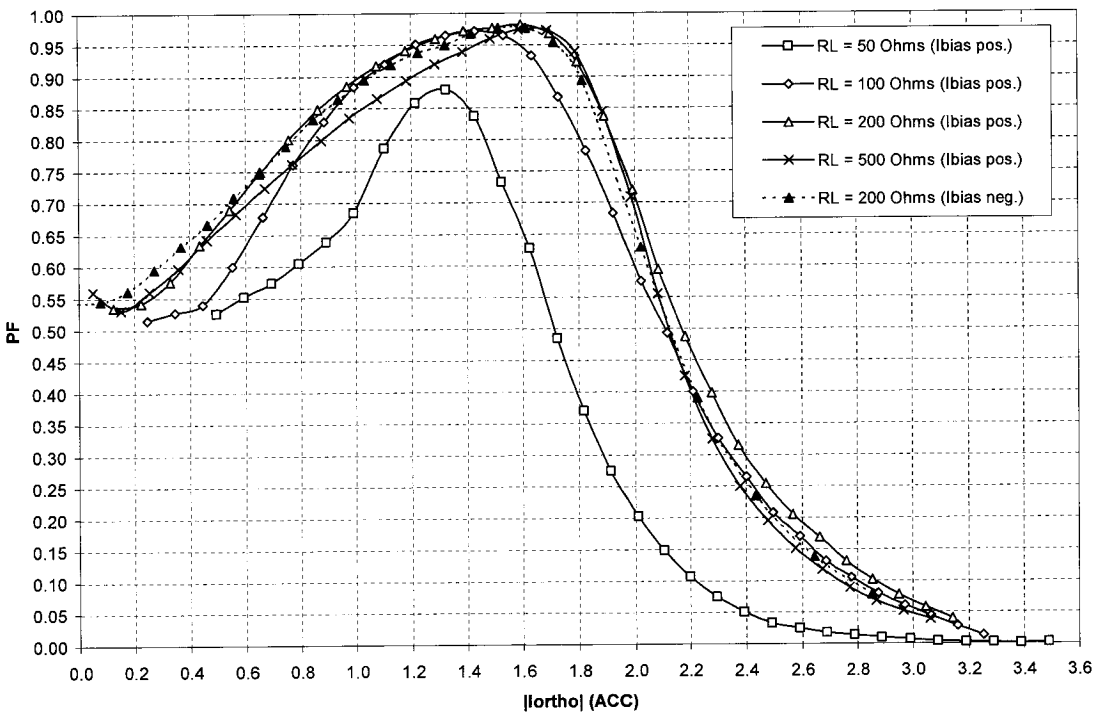


Figure H.16: Facteur de puissance en fonction de I_{ORTHO} pour différentes R_L

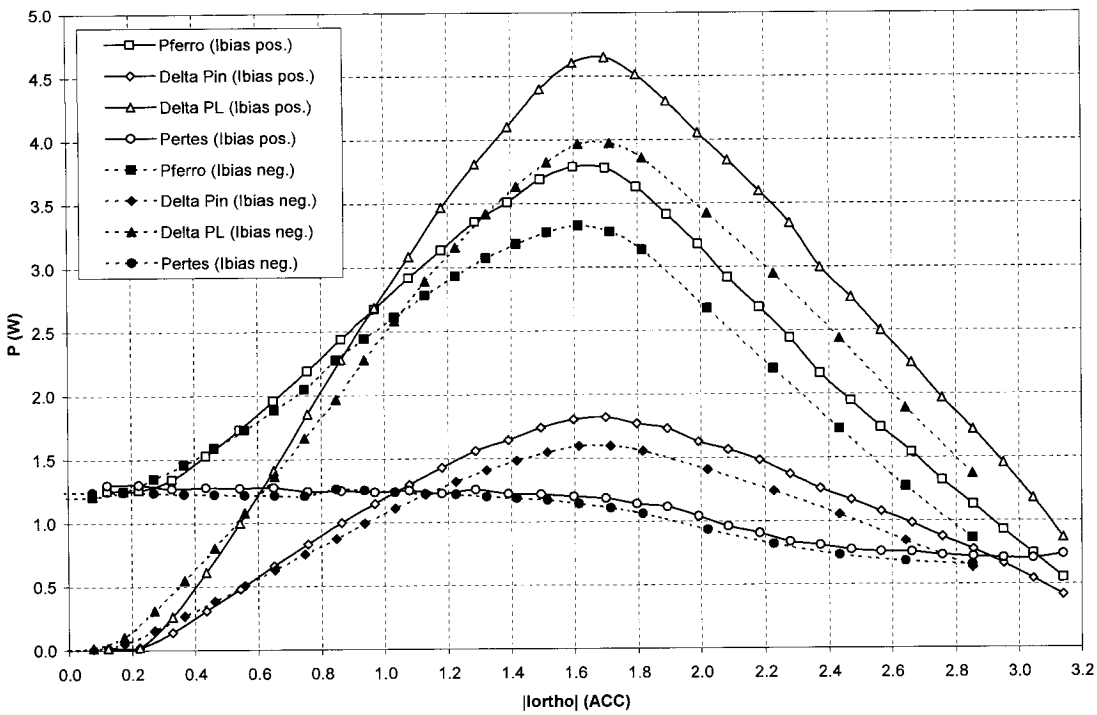


Figure H.17: Bilan de puissance en fonction de I_{ORTHO} pour différentes R_L

H.3.3 Variation de la charge

Le troisième test consiste à déterminer l'effet de la variation de R_L. Les différents tests sont faits pour des valeurs de $V_{INFERRO}$, f et I_{ORTHO} respectivement égales à 15 VEFF, 8 kHz et 1,7 A. Les tests sont faits pour une tension V_{IN} de 0 et 25 VCC.

Les figures H.18 et H.19 montrent respectivement la variation de $V_{INFERRO}$ et V_{ORTHO}. La tension chute abruptement pour de fortes charges, ce qui confirme la résistance inhérente du circuit aux surcharges. La figure H.20 montre la variation de l'augmentation de la tension continue. La relation ressemble aux deux précédentes, étant donné que la tension V_{ORTHO} est redressée et filtrée par D1 et C_L. La figure H.21 montre la variation des puissances. Le transfert maximal de puissance s'effectue pour une charge donnée, variant entre environ 40 Ω pour une tension V_{IN} de 0 V, et 120 Ω pour une tension de 25 V. Si la résistance de charge est plus faible que cette valeur critique, la puissance délivrée à la

charge tombe rapidement. Les pertes sont indépendantes de la charge, ce qui avait aussi été observé pour le circuit L-R.

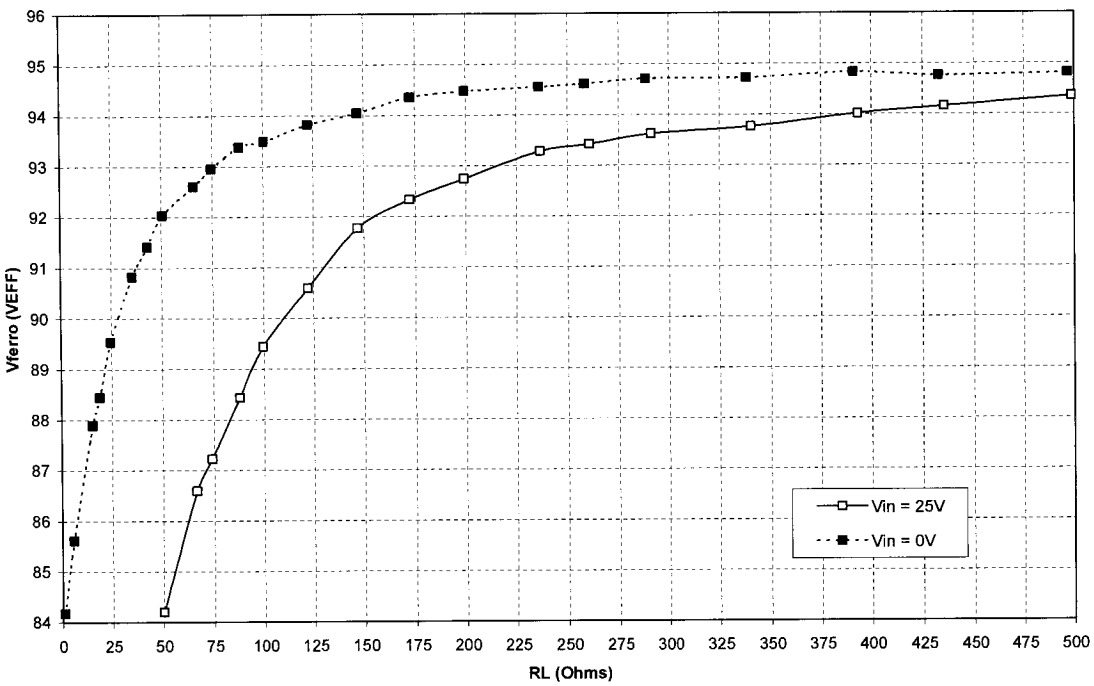


Figure H.18: V_{FERRO} en fonction de R_L

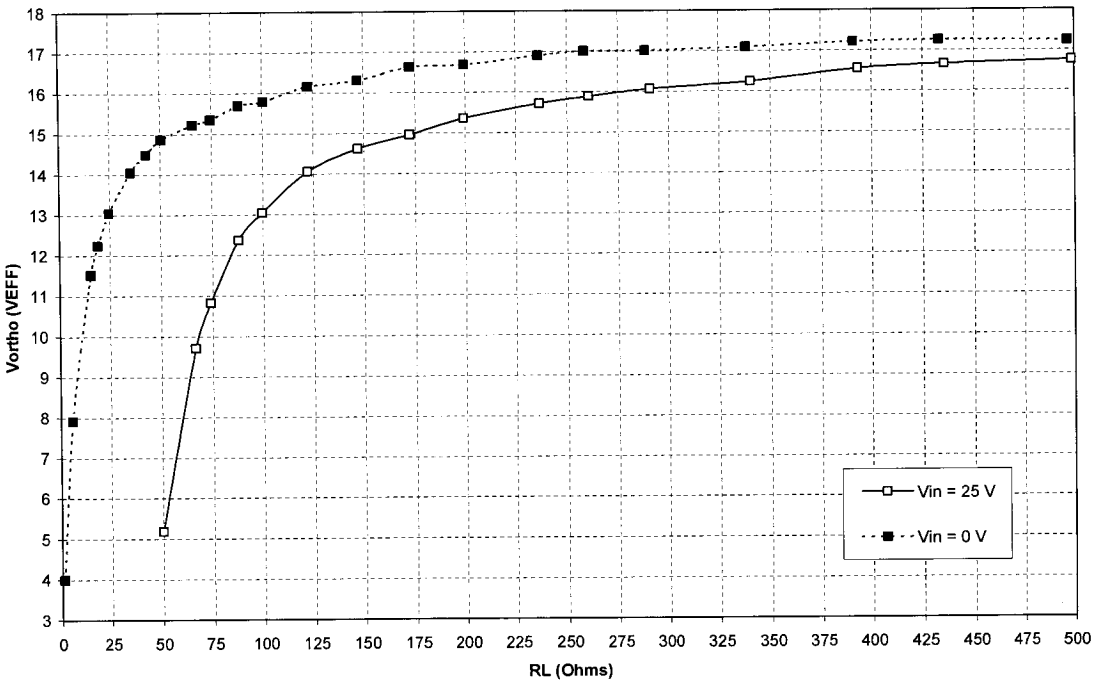


Figure H.19: V_{ORTHO} en fonction de R_L

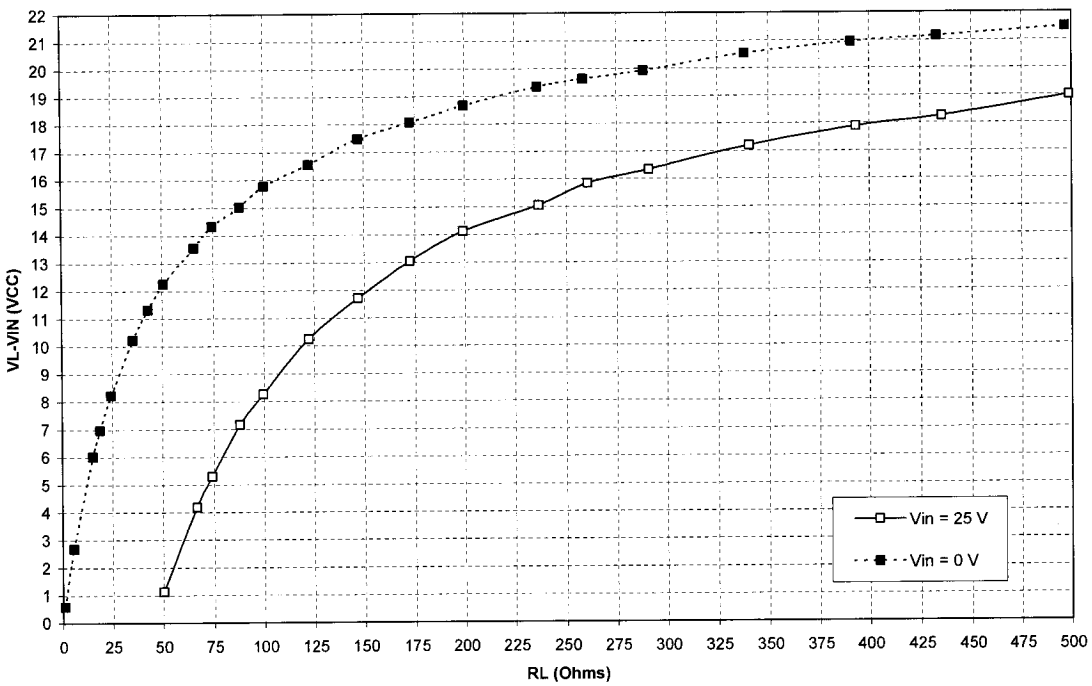


Figure H.20: V_L-V_{IN} en fonction de R_L

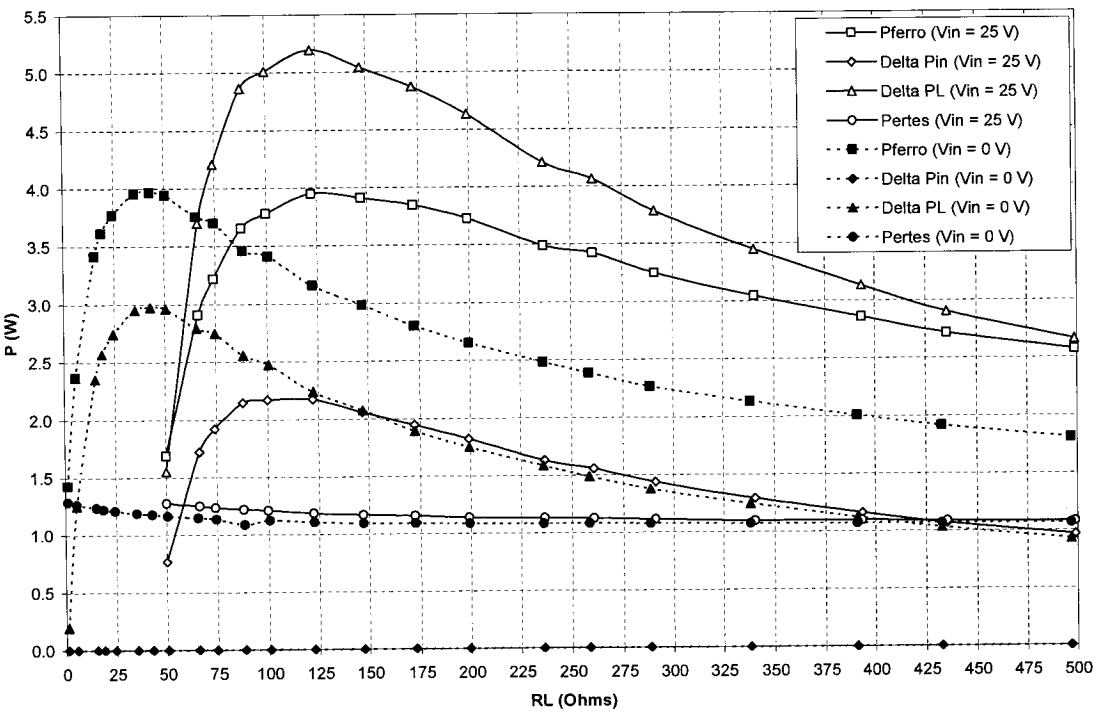


Figure H.21: Bilan de puissance en fonction de R_L

H.3.4 Variation de la tension d'entrée du circuit ferrorésonant

Le quatrième test permet de mesurer l'effet de $V_{INFERRO}$. Les conditions sont une fréquence de 8 kHz, une tension V_{IN} de 25 VCC, un courant I_{ORTHO} de 1,7 A et une charge de 200 Ω.

Les figures H.22 et H.23 montrent respectivement la variation de V_{FERRO} et V_{ORTHO}. Les tensions augmentent abruptement lorsque la ferrorésonance est atteinte. Si la tension d'entrée est ramenée vers zéro, le circuit maintient la condition de ferrorésonance pour plus d'un volt de diminution. La tension V_{ORTHO} augmente en fonction de $V_{INFERRO}$ car la profondeur de saturation du noyau du transformateur paramétrique augmente aussi. La figure H.24 montre la variation de V_L. La relation ressemble évidemment beaucoup à la précédente.

La figure H.25 montre la variation des puissances. Le transfert de puissance ainsi que la puissance d'entrée augmentent au fur et à mesure que $V_{INFERRO}$ augmente. Les pertes

augmentent aussi étant donné que l'augmentation de l'excursion du flux fait aussi augmenter les pertes dans le noyau du transformateur. Il en va de même pour les pertes de cuivre et dans les autres composantes du circuit.

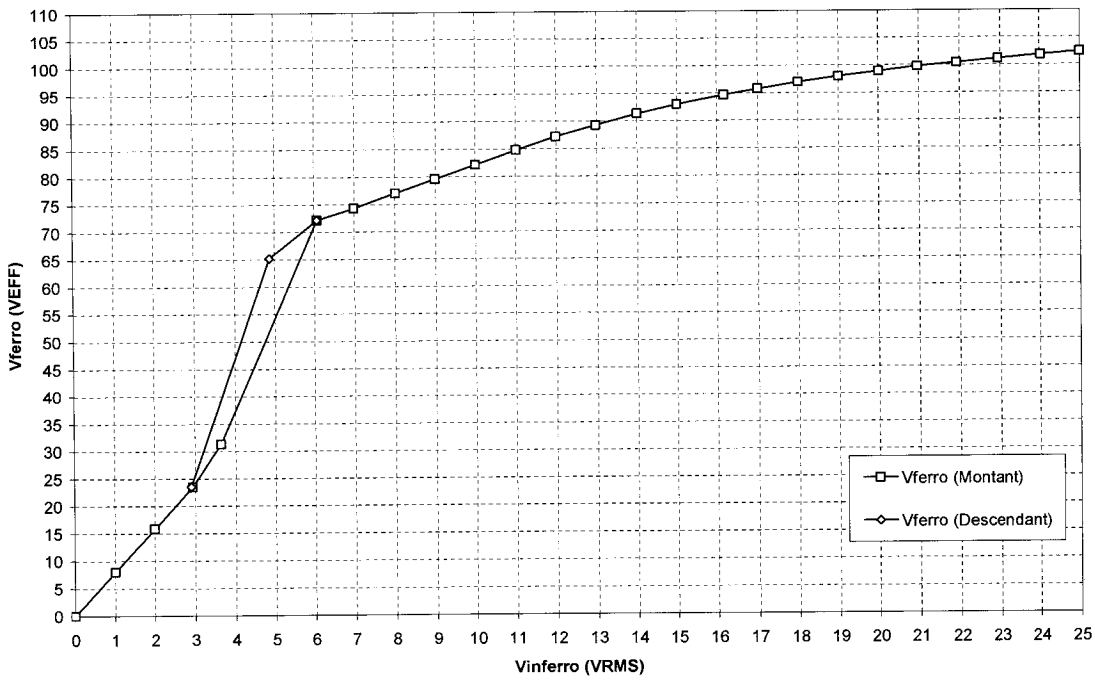


Figure H.22: V_{FERRO} en fonction de $V_{INFERRO}$

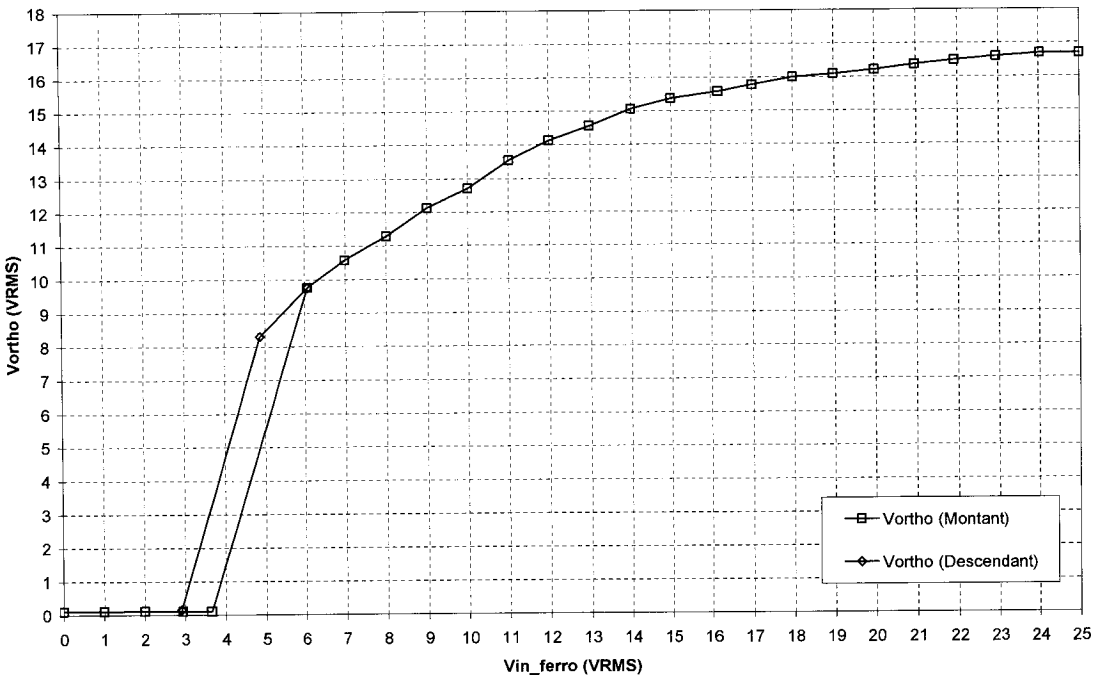


Figure H.23: V_{ORTHO} en fonction de $V_{INFERRO}$

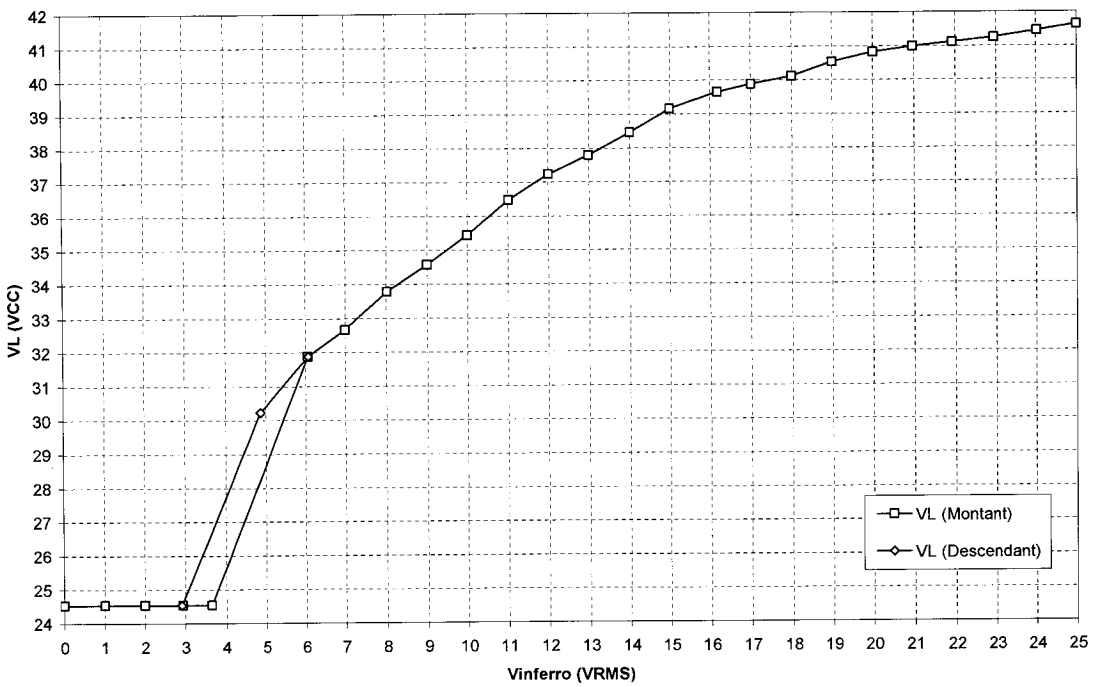


Figure H.24: V_L en fonction de $V_{INFERRO}$

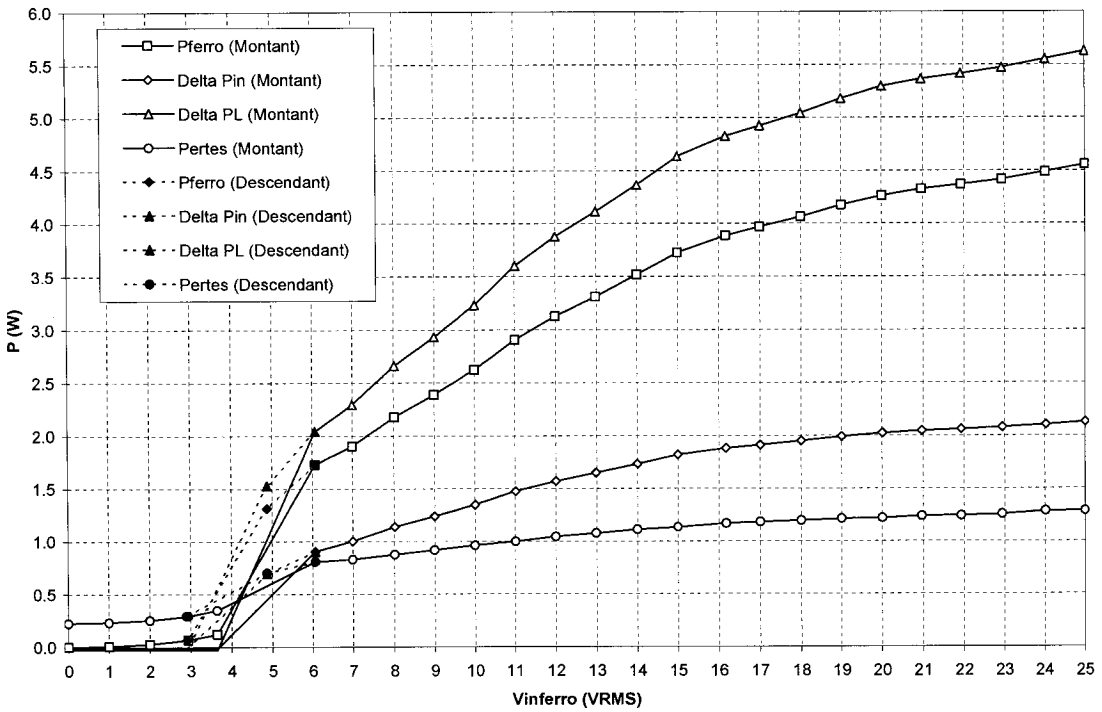


Figure H.25: Bilan de puissance en fonction de $V_{INFERRO}$

H.3.5 Variation de la fréquence d'opération

Le dernier test de caractérisation consiste à déterminer l'effet de la variation de la fréquence. Les conditions de test sont fixées à une tension $V_{INFERRO}$ de 15 VEFF, un courant I_{ORTHO} de 1,7 A et une charge de 200 Ω. Le test est fait pour des tensions V_{IN} de 0 et 25 VCC.

La figure H.26 montre la variation de V_{FERRO}. La tension augmente linéairement lorsque la fréquence est supérieure à 7 kHz. Ceci est en accord avec la théorie du circuit ferrorésonant et les résultats de test de la Figure 4.9. La tension V_{ORTHO} présenté à la figure H.27 varie aussi presque linéairement en fonction de la fréquence. La figure H.28 montre la variation de la différence entre la tension d'entrée et de sortie, laquelle varie aussi de façon quasi linéaire. Cela est en accord avec l'équation (3.31). Finalement, la figure H.29 montre la variation des puissances, lesquelles augmentent de façon monotone avec la fréquence.

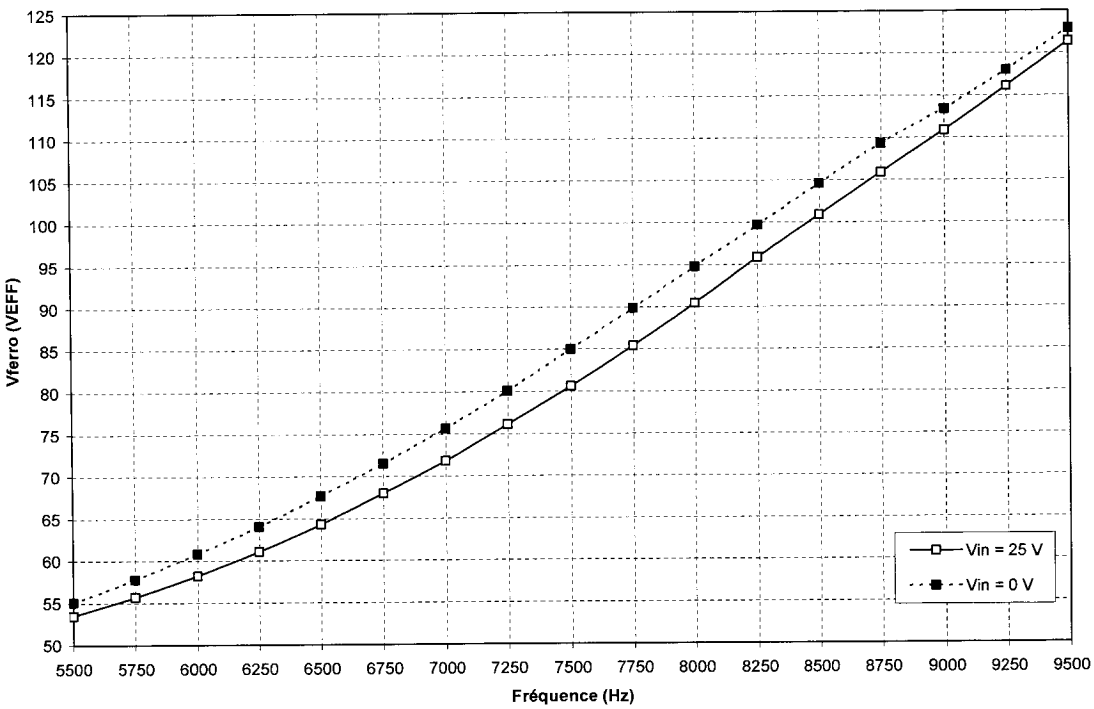


Figure H.26: V_{FERRO} en fonction de f

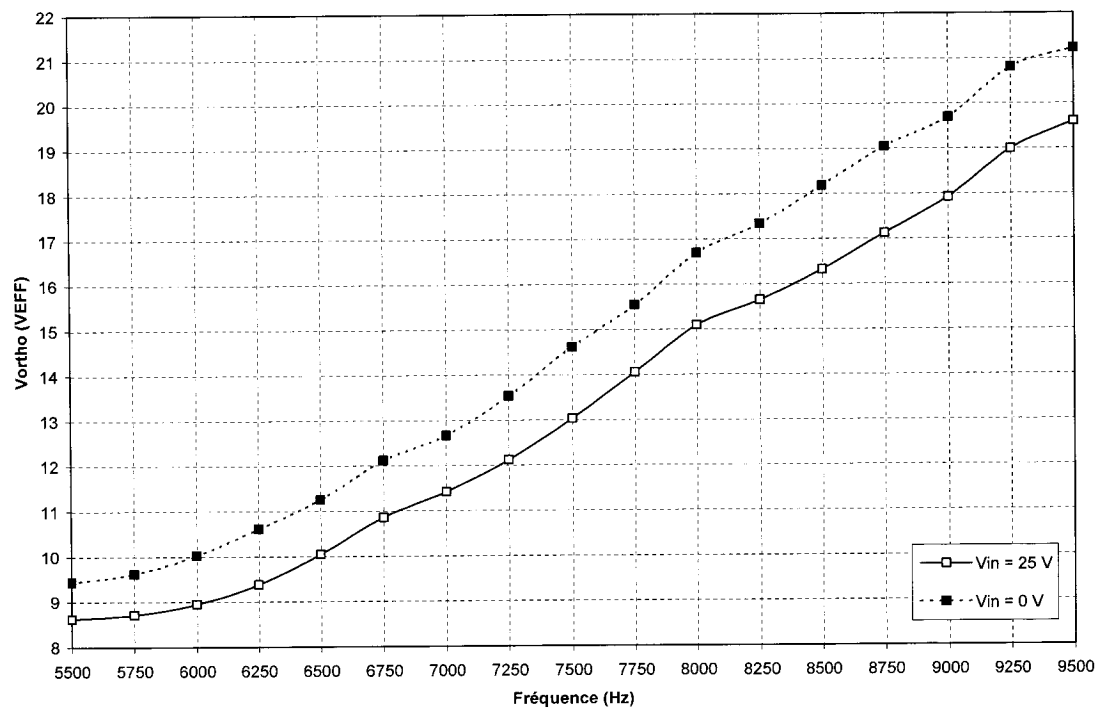


Figure H.27: V_{ORTHO} en fonction de f

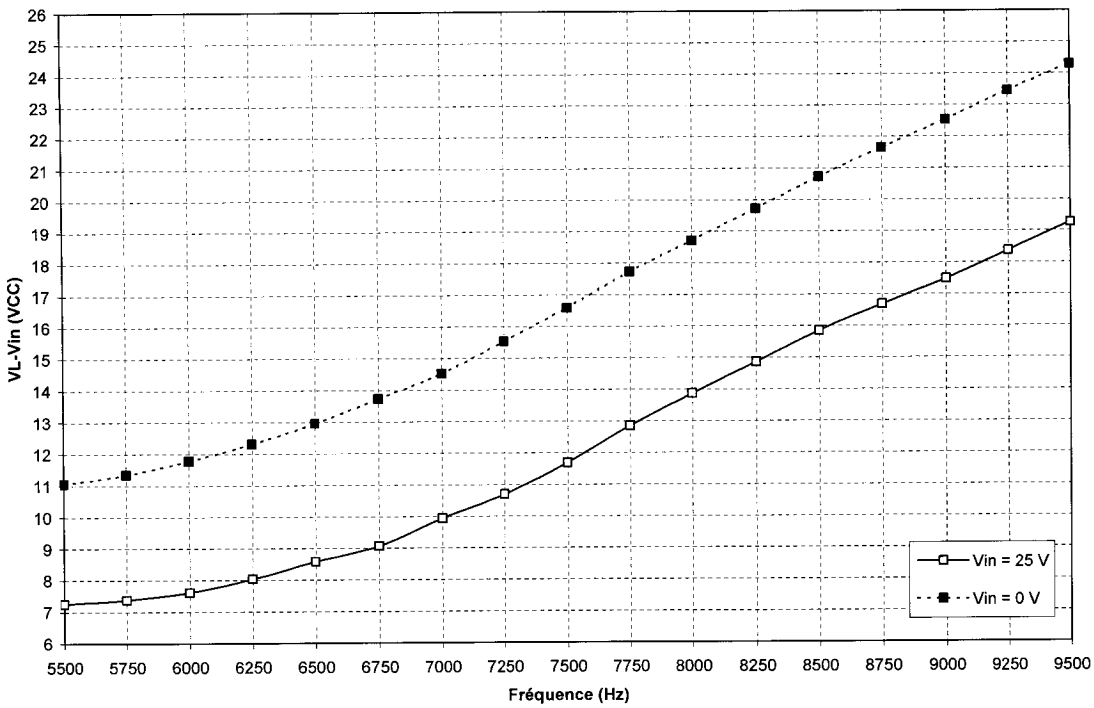


Figure H.28: V_L-V_{IN} en fonction de f

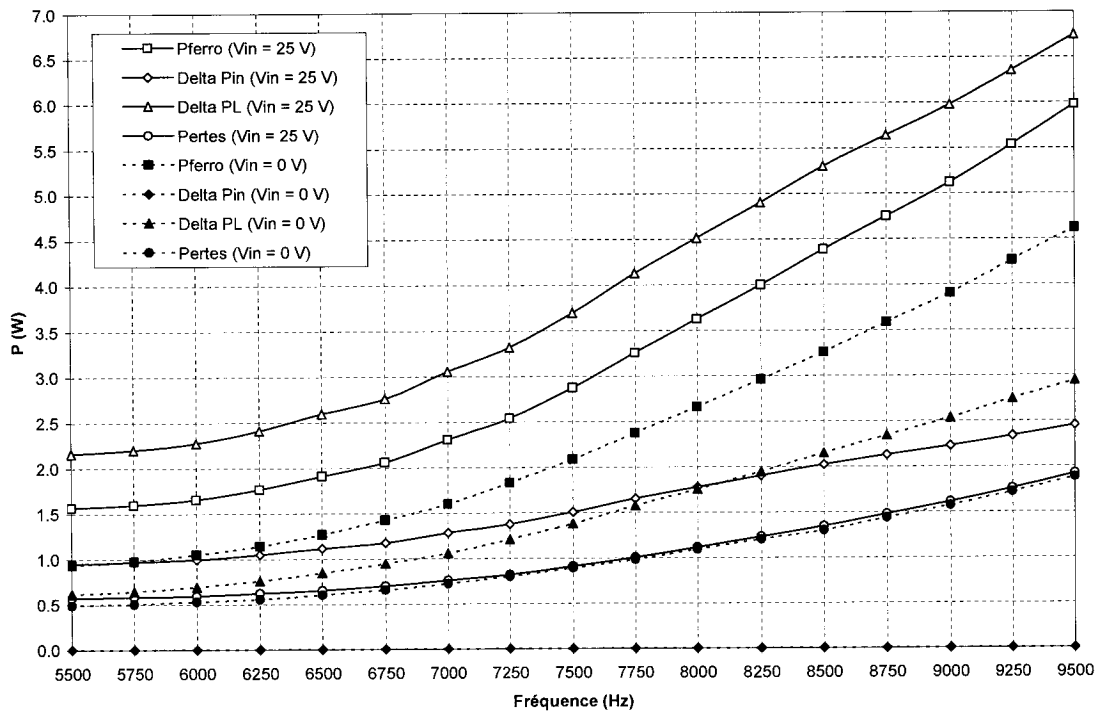


Figure H.29: Bilan de puissance en fonction de f

H.3.6 Modèle entrée-sortie CC

Le modèle équivalent entrée-sortie CC du circuit de la figure H.30 peut être construit à partir des relations des figures H.8 et H.9. Étant donné qu'il existe seulement une boucle de courant dans la partie du circuit orthogonal, le courant d'entrée est égal au courant de sortie. La quasi-linéarité de la relation entre le courant et la tension d'entrée permet de représenter le circuit d'entrée par une résistance équivalente de R_X+R_L et une source de courant I_X en parallèle. Le circuit de sortie est représenté par une source de courant égale à I_{IN}. La relation mathématique du modèle peut conséquemment s'écrire:

$$V_L = I_X R_L + \frac{R_L}{R_X + R_L} V_{IN} \tag{H.1}$$

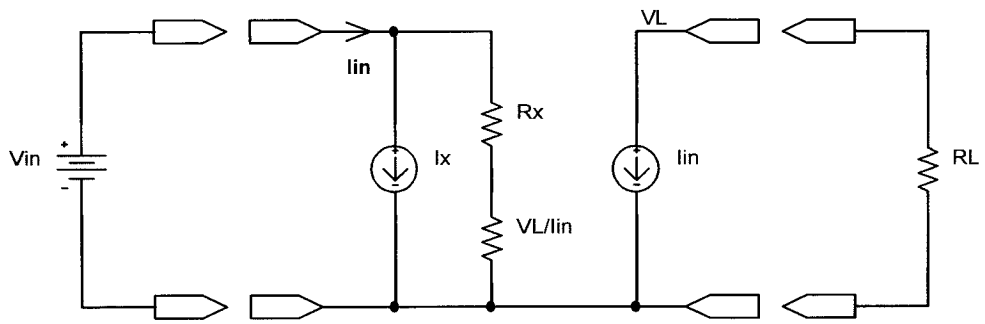


Figure H.30: Modèle entrée-sortie CC équivalent

Les tests de la section H.3.3 permettent de voir l'influence de R_L sur les paramètres R_X et I_X du modèle, laquelle est montrée au figures H.31 et H.32. La valeur de I_X peut être calculée selon l'équation suivante:

$$I_X = \sqrt{\frac{P_{FERRO} - Pertes}{R_L}} \tag{H.2}$$

tandis que R_X est une fonction quasi linéaire de R_L dont les coefficients sont fonction des conditions d'opération du circuit.

L'influence de la fréquence d'opération sur les paramètres R_X et I_X est aussi déduite à partir des résultats de la section H.3.5. La figure H.33 et la figure H.34 montrent respectivement la variation de I_X et de R_X en fonction de la charge.

Étant donné que V_L varie de façon quasi linéaire avec la fréquence et que R_X ne change presque pas pour des fréquences égales ou supérieures à 7 kHz, I_X change donc aussi de façon quasi linéaire avec la fréquence.

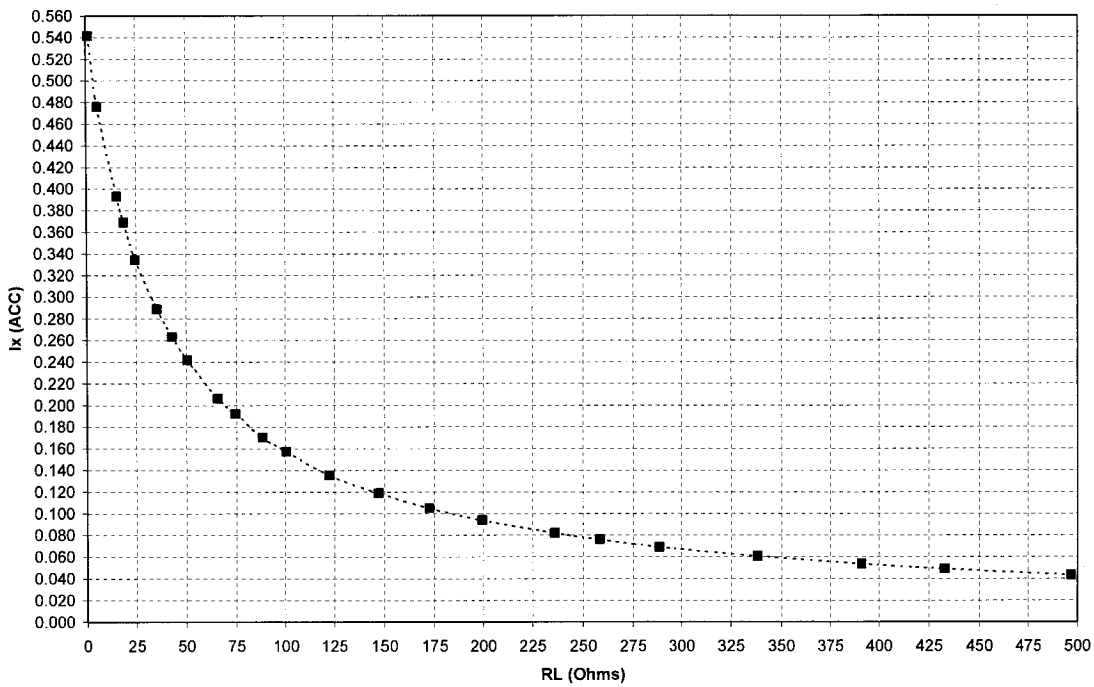


Figure H.31: Ix en fonction de R_L (f = 8 kHz)

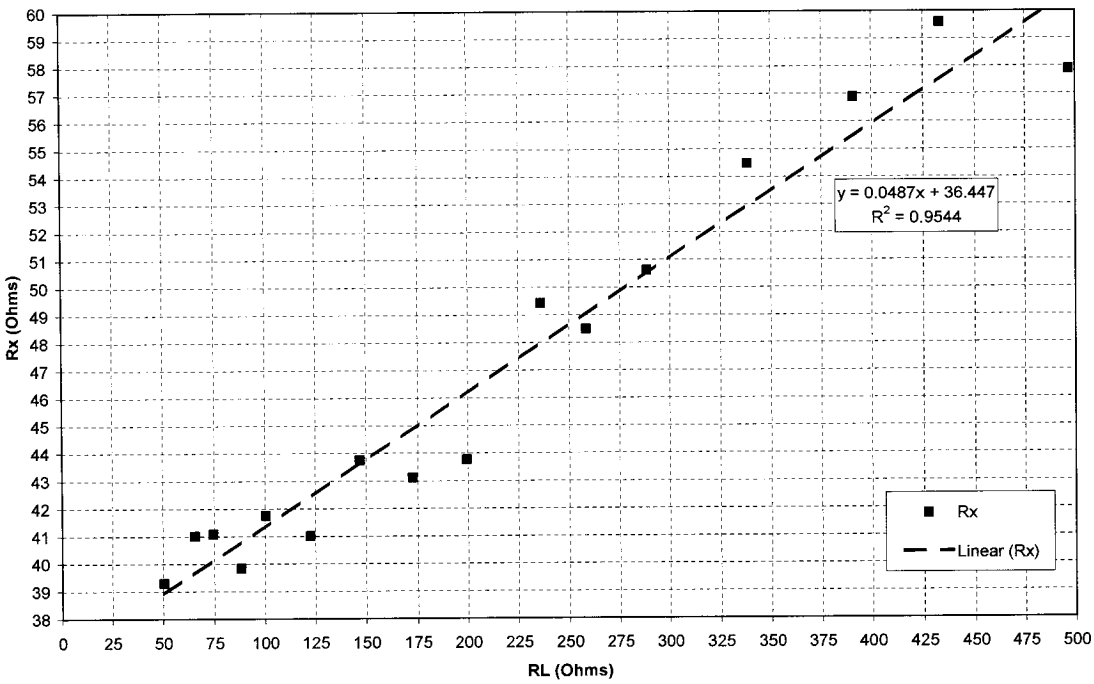


Figure H.32: R_X en fonction de R_L (f = 8 kHz)

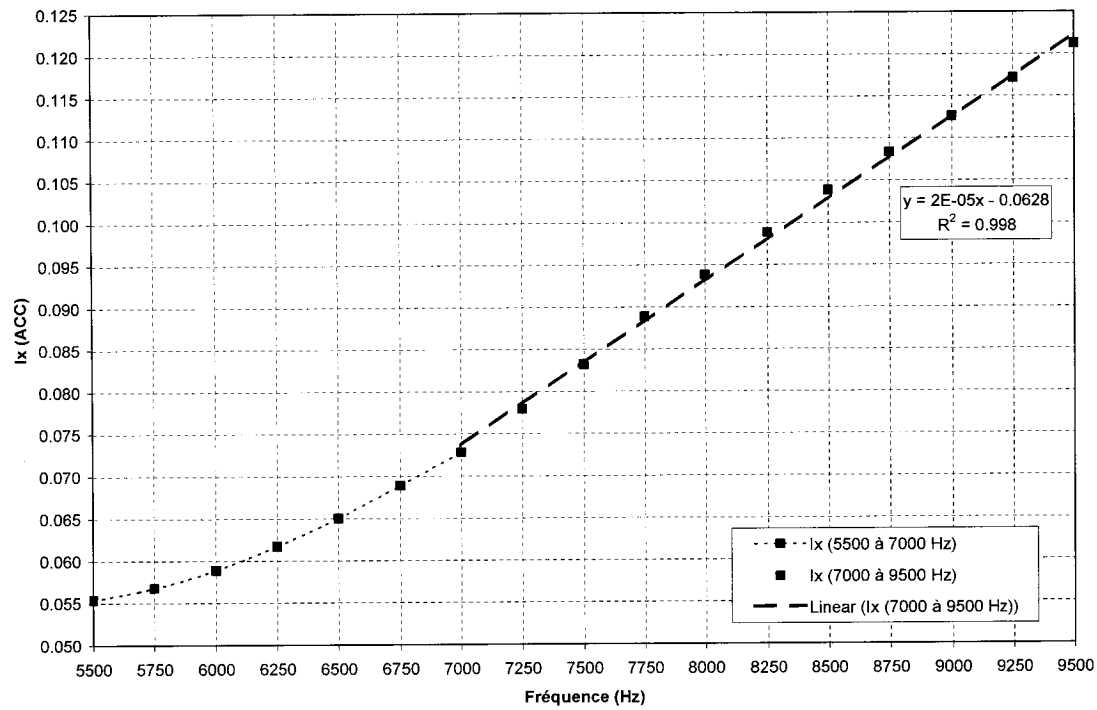


Figure H.33: I_X en fonction de f (R_L = 200 Ω)

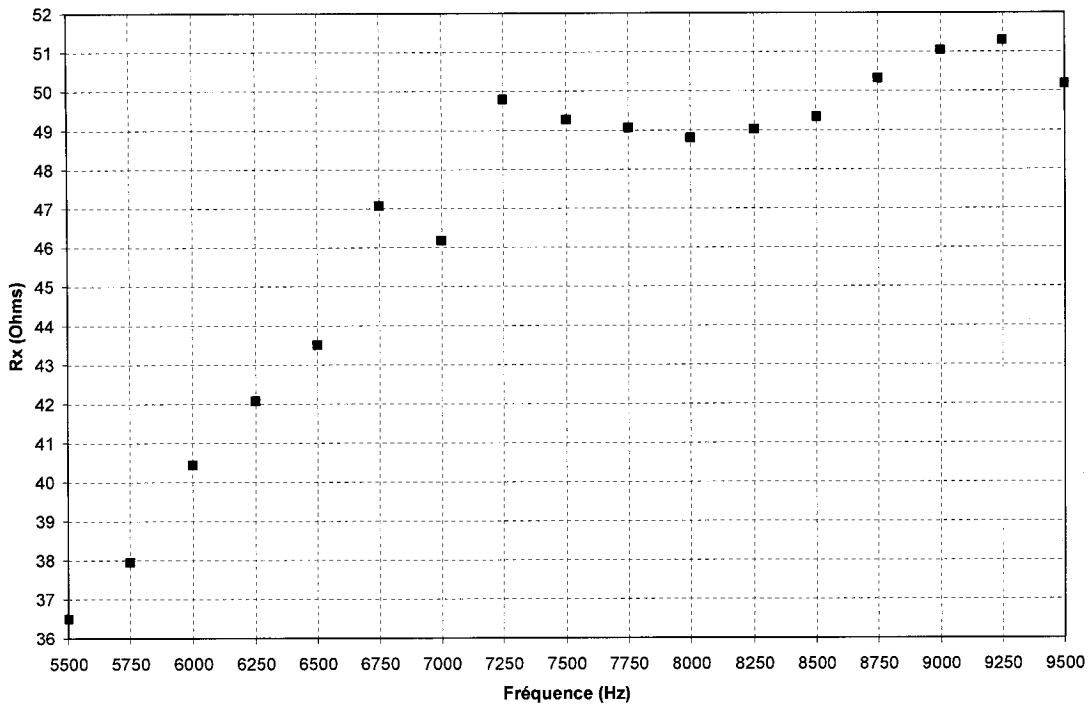


Figure H.34: R_X en fonction de f (R_L = 200 Ω)

ANNEXE I FICHES TECHNIQUES

I.1 FERRITE MN80 (CERAMIC MAGNETICS INC)

Ceramic Magnetics, Inc.
A THOMAS & SKINNER COMPANY
16 Law Drive • Fairfield, New Jersey • 07004 • USA
Phone: (973) 227 4222 • Fax: (973) 227 6736
http://www.ceramagnetics.com

MN80 POWER FERRITE

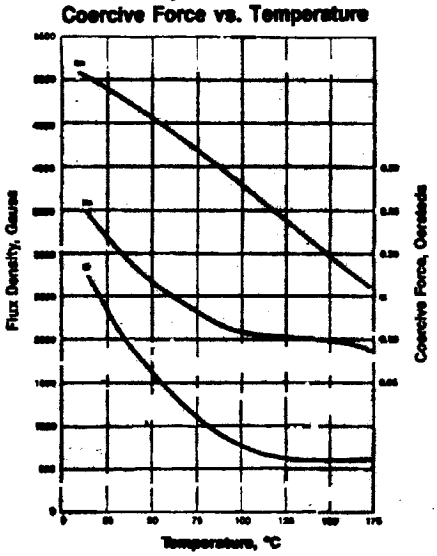
This specially designed power ferrite has been developed to meet the high power requirements for operation in the 100KHz to low MHz power range. It affords the designer the opportunity to achieve maximum power transfer with the smallest geometry core.

Magnetic and Physical Characteristics

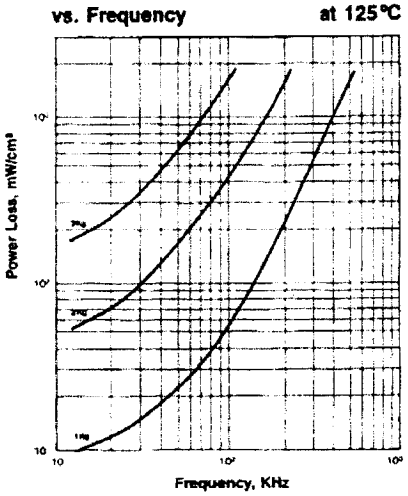
INITIAL PERMEABILITY	2400
MAXIMUM PERMEABILITY	6000 typ.
MAXIMUM FLUX DENSITY	4800 gauss min.
REMANENT FLUX DENSITY	2000 gauss max.
COERCIVE FORCE	0.23 oersted max.
CURIE TEMPERATURE	230°C typ.
dc VOLUME RESISTIVITY	200 ohm-cm typ.

Typical Design Curves

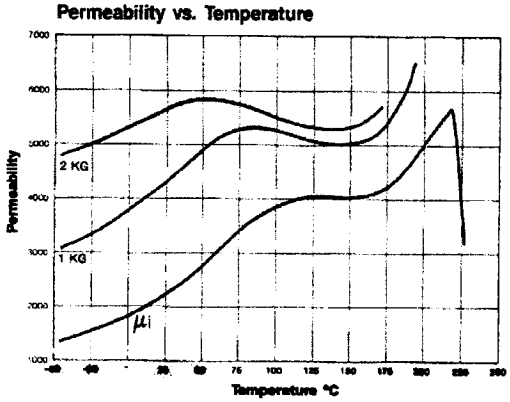
Flux Density and
Coercive Force vs. Temperature



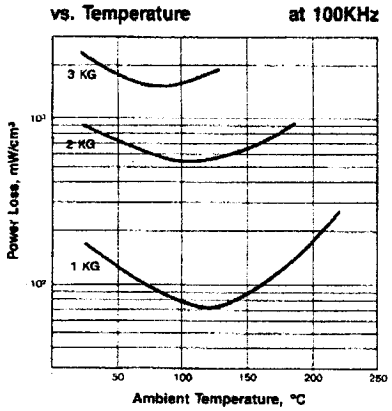
Power Loss
vs. Frequency at 125°C



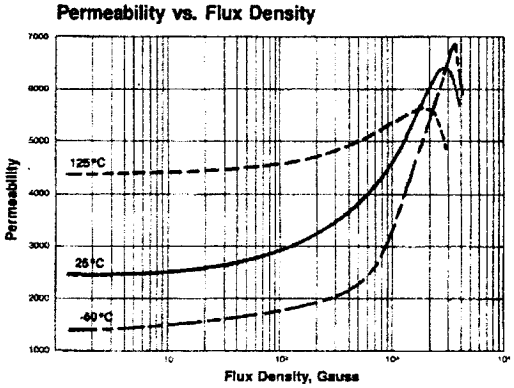
Permeability vs. Temperature



Power Loss
vs. Temperature **at 100KHz**



Permeability vs. Flux Density



I.2 FERRITE R (MAGNETICS INC)

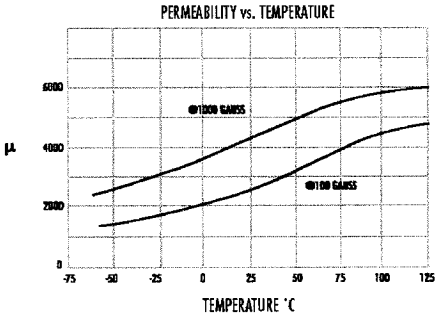
R Material

Saturation Flux Density - gausses 5,000 (at 15 oersted, 25°C) (500 mT)
Coercive Force - oersted 0.18 (14A/m)
Curie Temperature . . . . . 230°C

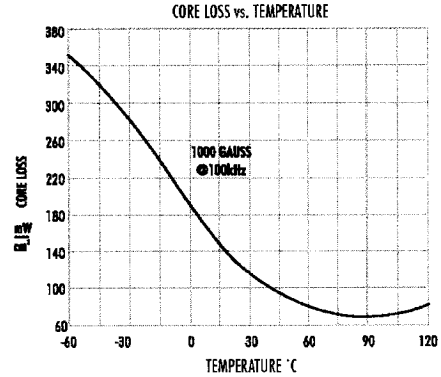
μ_i 2,300 ±25%

NOTE: The core loss curves are developed from empirical data. For best results and highest accuracy, use them. The formula on page 3.10 yields a fair approximation and can be useful in computer programs.

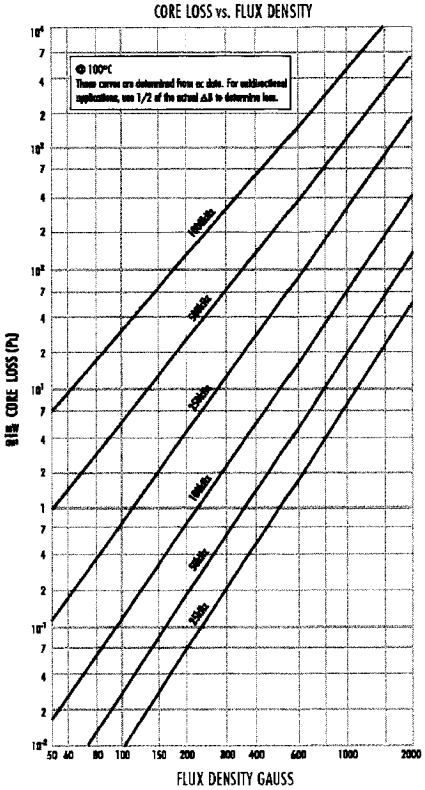
PERMEABILITY vs. TEMPERATURE



CORE LOSS vs. TEMPERATURE

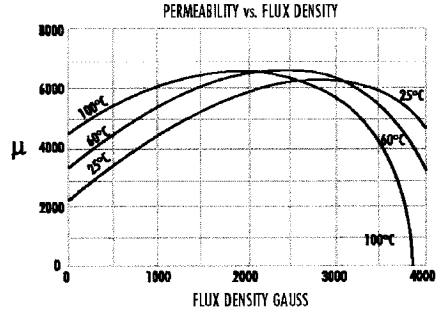


CORE LOSS vs. FLUX DENSITY

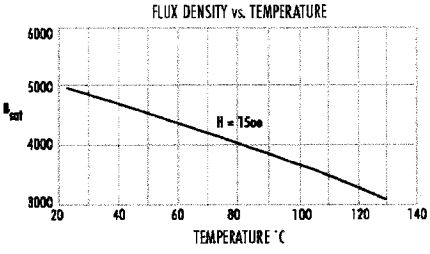


FLUX DENSITY GAUSS

PERMEABILITY vs. FLUX DENSITY



FLUX DENSITY vs. TEMPERATURE



See Page 3.11 for B-H Data

Core Loss Equation

Included on pages Pages 3.4-3.9 are material characteristics for the various Magnetics power and inductor materials. For computer programming purposes, the core loss curves can be represented by the equation below. The factors indicated in the chart are split into discrete frequency ranges, so that the equation offers a close approximation to the core loss curves on the above pages.

CORE LOSS EQUATION: $P_L = af^cB^d$

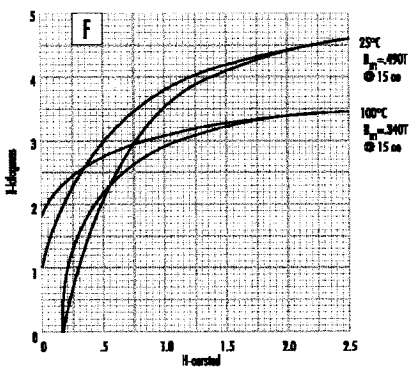
P is in mW/cm^3
B is in kG
f is in kHz

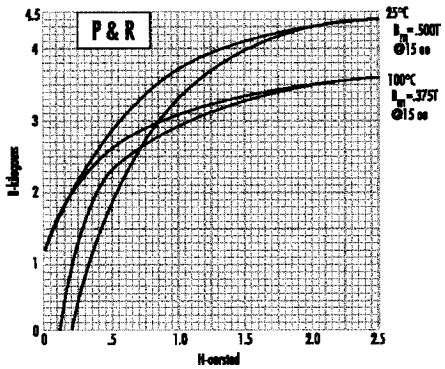
FACTORS APPLIED TO THE ABOVE FORMULA

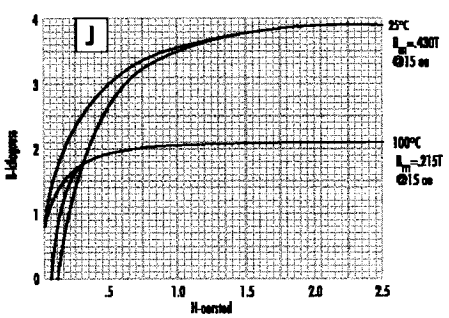
R Material	f<100 kHz	0.074	1.43	2.85
	100 kHz ≤f<500 kHz	0.036	1.64	2.68
	f≥500 kHz	0.014	1.84	2.28
P Material	f<100 kHz	0.158	1.36	2.86
	100 kHz≤f<500 kHz	0.0434	1.63	2.62
	f≥500 kHz	$7.36*10^{-7}$	3.47	2.54
F Material	f<10 kHz	0.790	1.06	2.85
	10 kHz≤f<100 kHz	0.0717	1.72	2.66
	100 kHz≤f<500 kHz	0.0573	1.66	2.68
	f≥500 kHz	0.0126	1.88	2.29
J Material	f≤20 kHz	0.245	1.39	2.50
	f>20 kHz	0.00458	2.42	2.50
W Material	f≤20 kHz	0.300	1.26	2.60
	f>20 kHz	0.00382	2.32	2.62
H Material	f≤20 kHz	0.148	1.50	2.25
	f>20 kHz	0.135	1.62	2.15

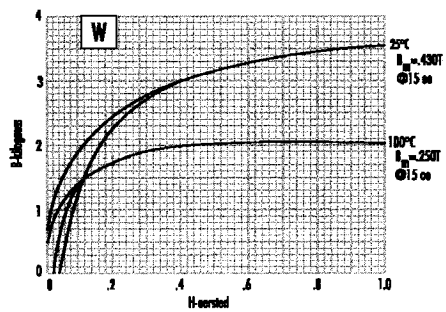
Materials

B vs. H Curves (dc)









MULTIPLY NUMBER OF	BY	TO OBTAIN
Oersteds	79.5	A/m
Oersteds	0.795	A/cm
Gausses	0.100	milli Teslas
Gausses	10^{-4}	Teslas
Teslas	10^{4}	Gausses

I.3 FERRITE 43 (FAIR-RITE)

16 15th Edition

43 Material

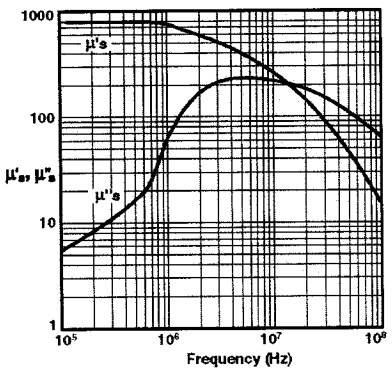
This NiZn is our most popular ferrite for suppression of conducted EMI from 20 MHz to 250 MHz. This material is also used for inductive applications such as high frequency common-mode chokes.

EMI suppression beads, beads on leads, SM beads, multi-aperture cores, round cable EMI suppression cores, split round EMI suppression cores, round cable snap-its, flat cable EMI suppression cores, flat cable snap-its, miscellaneous suppression cores, bobbins, and toroids are all available in 43 material.

43 Material Specifications:

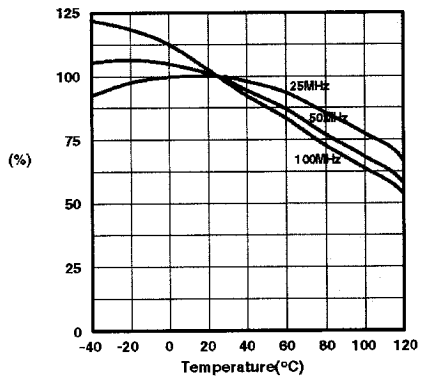
Property	Unit	Symbol	Value
Initial Permeability @ B < 10 gauss		μ_i	800
Flux Density	gauss	B	2900
@ Field Strength	oersted	H	10
Residual Flux Density	gauss	B_r	1300
Coercive Force	oersted	H_c	0.45
Loss Factor	10^{-6}	$\tan\delta/\mu_i$	250
@ Frequency	MHz		1.0
Temperature Coefficient of Initial Permeability (20 -70°C)	%/°C		1.25
Curie Temperature	°C	T_c	>130
Resistivity	Ω cm	ρ	$1x10^5$

Complex Permeability vs. Frequency



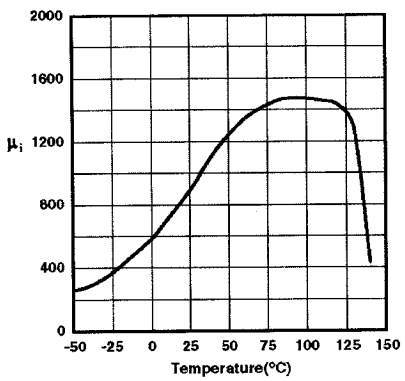
Measured on a 17/10/6mm toroid using the HP 4284A and the HP 4291A.

Percent of Original Impedance vs. Temperature



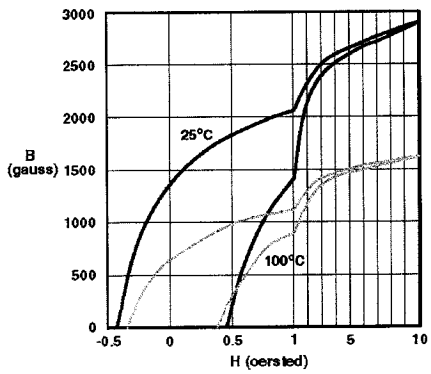
Measured on a 2643000301 using the HP4291A.

Initial Permeability vs. Temperature



Measured on a 17/10/6mm toroid at 100kHz.

Hysteresis Loop



Measured on a 17/10/6mm toroid at 10kHz.

Fair-Rite Products Corp.

PO Box J, One Commercial Row, Wallkill, NY 12589-0288

Phone: **(888) FAIR RITE / (845) 895-2055** • FAX: (888) FERRITE / (845) 895-2629 • www.fair-rite.com
(888) 324-7748 (888) 337 -7483 • E-Mail: ferrites@fair-rite.com

I.4 FERRITE 3C81 (FERROXCUBE)

FERROXCUBE

DATA SHEET

3C81
Material specification

Supersedes data of February 2002 2004 Sep 01

FERROXCUBE
A YAGEO COMPANY

3C81 SPECIFICATIONS

A low frequency power material with minimum power losses around 60 °C for use in power and general purpose transformers at frequencies up to 0.2 MHz.

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ_i	25 °C; ≤10 kHz; 0.25 mT	2700 ±20%	
μ_a	100 °C; 25 kHz; 200 mT	5500 ±20%	
B	25 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 450	mT
	100 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 360	
P_V	100 °C; 25 kHz; 200 mT	≤ 185	kW/m³
ρ	DC; 25 °C	≈ 1	Ωm
T_C		≥ 210	°C
density		≈ 4800	kg/m³

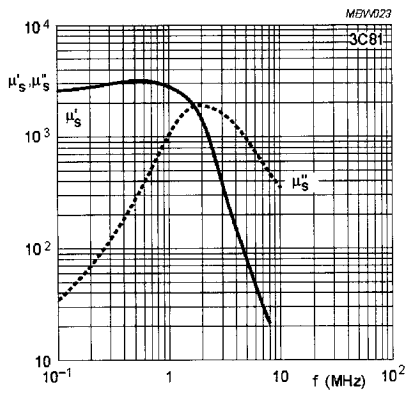


Fig.1 Complex permeability as a function of frequency.

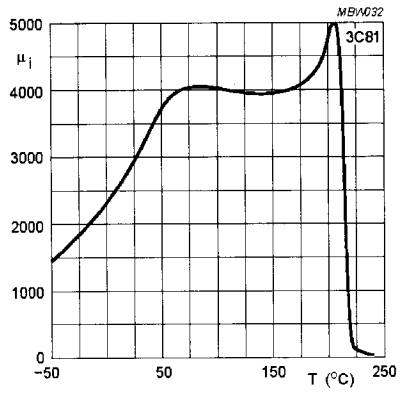


Fig.2 Initial permeability as a function of temperature.

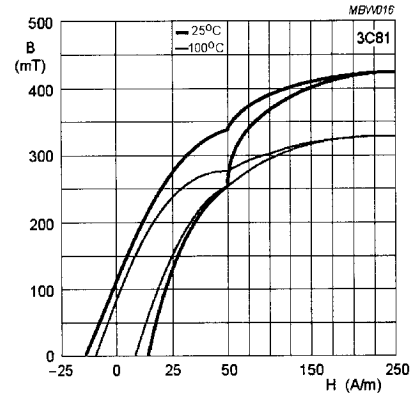


Fig.3 Typical B-H loops.

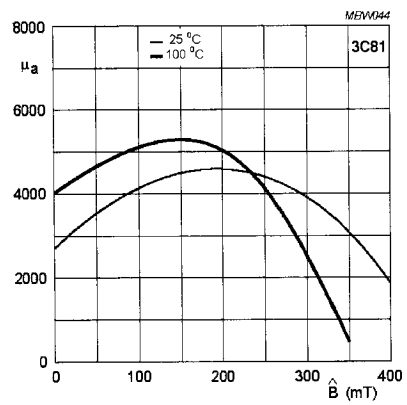


Fig.4 Amplitude permeability as a function of peak flux density.

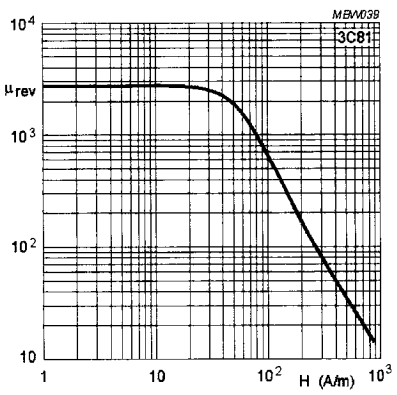


Fig.5 Reversible permeability as a function of magnetic field strength.

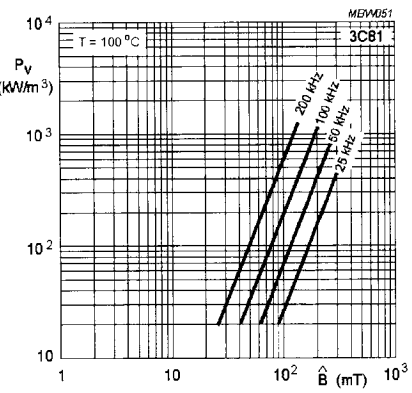


Fig.6 Specific power loss as a function of peak flux density with frequency as a parameter.

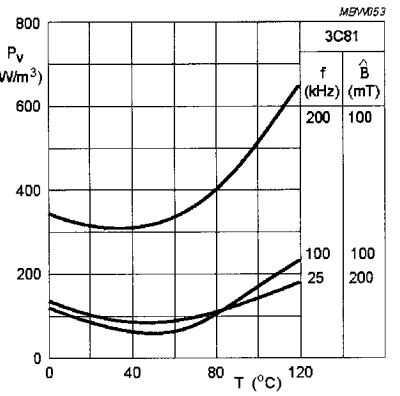


Fig.7 Specific power loss for several frequency/flux density combinations as a function of temperature.

DATA SHEET STATUS DEFINITIONS

DATA SHEET STATUS	PRODUCT STATUS	DEFINITIONS
Preliminary specification	Development	This data sheet contains preliminary data. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product.
Product specification	Production	This data sheet contains final specifications. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product.

DISCLAIMER

Life support applications — These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Ferroxcube customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Ferroxcube for any damages resulting from such application.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

STATUS	INDICATION	DEFINITION
Prototype	prot	These are products that have been made as development samples for the purposes of technical evaluation only. The data for these types is provisional and is subject to change.
Design-in	des	These products are recommended for new designs.
Preferred		These products are recommended for use in current designs and are available via our sales channels.
Support	sup	These products are **not** recommended for new designs and may not be available through all of our sales channels. Customers are advised to check for availability.

I.5 NOYAU E41/17/12 (FERROXCUBE)

FERROXCUBE

DATA SHEET

E41/17/12
E cores and accessories

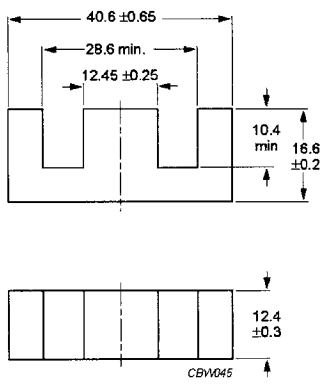
Supersedes data of February 2002 2004 Sep 01

FERROXCUBE
A YAGEO COMPANY

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.517	mm^{-1}
V_e	effective volume	11500	mm^3
l_e	effective length	77.0	mm
A_e	effective area	149	mm^2
A_{min}	minimum area	142	mm^2
m	mass of core half	≈ 30	g



Dimensions in mm.

Fig.1 E41/17/12 core half.

Core halves

A_L measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for A_L measurements 40 ±20 N, unless stated otherwise.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C81	100 ±5%(1)	≈ 41	≈ 3000	E41/17/12-3C81-E100
	160 ±5%(1)	≈ 66	≈ 1620	E41/17/12-3C81-E160
	250 ±5%(1)	≈ 103	≈ 920	E41/17/12-3C81-E250
	315 ±5%	≈ 130	≈ 690	E41/17/12-3C81-A315
	400 ±8%	≈ 164	≈ 520	E41/17/12-3C81-A400
	630 ±15%	≈ 259	≈ 300	E41/17/12-3C81-A630
	5370 ±25%	≈ 2210	≈ 0	E41/17/12-3C81
3C90	100 ±5%(1)	≈ 41	≈ 3000	E41/17/12-3C90-E100
	160 ±5%(1)	≈ 66	≈ 1620	E41/17/12-3C90-E160
	250 ±5%(1)	≈ 103	≈ 920	E41/17/12-3C90-E250
	315 ±5%	≈ 130	≈ 690	E41/17/12-3C90-A315
	400 ±8%	≈ 164	≈ 520	E41/17/12-3C90-A400
	630 ±15%	≈ 259	≈ 300	E41/17/12-3C90-A630
	4100 ±25%	≈ 1670	≈ 0	E41/17/12-3C90
3C91 des	5370 ±25%	≈ 2210	≈ 0	E41/17/12-3C91
3C92 des	3300 ±25%	≈ 1360	≈ 0	E41/17/12-3C92
3C94	4100 ±25%	≈ 1670	≈ 0	E41/17/12-3C94

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3F3	100 ±5%(1)	≈ 41	≈ 3000	E41/17/12-3F3-E100
	160 ±5%(1)	≈ 66	≈ 1620	E41/17/12-3F3-E160
	250 ±5%(1)	≈ 103	≈ 920	E41/17/12-3F3-E250
	315 ±5%	≈ 130	≈ 690	E41/17/12-3F3-A315
	400 ±8%	≈ 164	≈ 520	E41/17/12-3F3-A400
	630 ±15%	≈ 259	≈ 300	E41/17/12-3F3-A630
	3575 ±25%	≈ 1470	≈ 0	E41/17/12-3F3

Note

1. Measured in combination with an equal gapped core half, clamping force for A_L measurements, 40 ±20 N.

Core halves of high permeability grades

Clamping force for A_L measurements 40 ±20 N.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3E27	9400 ±25%	≈ 3870	≈ 0	E41/17/12-3E27

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; $\hat{B}$ = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; $\hat{B}$ = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; $\hat{B}$ = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; $\hat{B}$ = 50 mT; T = 100 °C
3C81	≥320	≤ 2.4	–	–	–
3C90	≥320	≤ 1.3	≤ 1.45	–	–
3C91	≥320	–	≤ 0.85(1)	≤ 5.1(1)	–
3C92	≥370	–	≤ 1.1	≤ 6.4	–
3C94	≥320	–	≤ 1.1	≤ 6.4	–
3F3	≥320	–	≤ 1.4	–	≤ 2.2

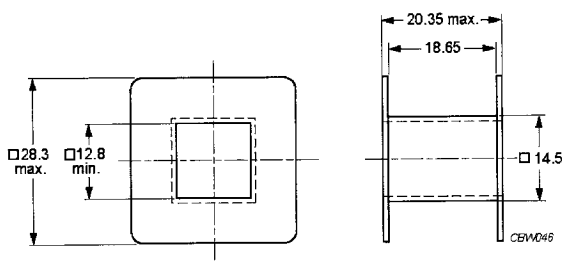
Note

1. Measured at 60 °C.

COIL FORMERS

General data for E41/17/12 coil former without pins

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polyamide (PA6.6), glass reinforced, flame retardant in accordance with *"UL 94V-2"*; UL file number E41938(M)
Maximum operating temperature	130 °C, *"IEC 60085"*, class B



Dimensions in mm.

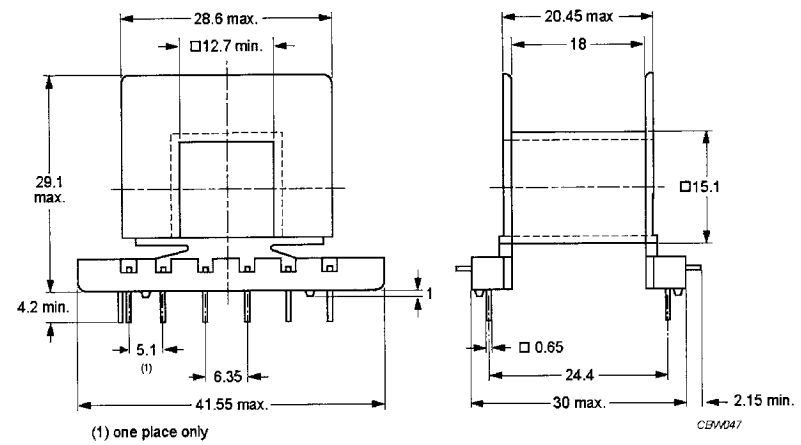
Fig.2 E41/17/12 coil former.

Winding data for E41/17/12 coil former without pins

NUMBER OF SECTIONS	MINIMUM WINDING AREA (mm^2)	NOMINAL WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	TYPE NUMBER
1	120	18.6	79.6	CP-E41/17/12-1S

General data for 12-pins E41/17/12 coil former

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polyethyleneterephtalate (PET), glass reinforced, flame retardant in accordance with *"UL 94V-0"*; UL file number E69578
Pin material	copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated, transition to lead-free (Sn) ongoing.
Maximum operating temperature	155 °C, *"IEC 60085"*, class F
Resistance to soldering heat	*"IEC 60068-2-20"*, Part 2, Test Tb, method 1B: 350 °C, 3.5 s
Solderability	*"IEC 60068-2-20"*, Part 2, Test Ta, method 1: 235 °C, 2 s



Dimensions in mm.

Fig.3 E41/17/12 coil former; 12-pins.

Winding data for 12-pins E41/17/12 coil former

NUMBER OF SECTIONS	MINIMUM WINDING AREA (mm^2)	NOMINAL WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	TYPE NUMBER
1	114	18	81.2	CPH-E41/12-1S-12PD

DATA SHEET STATUS DEFINITIONS

DATA SHEET STATUS	PRODUCT STATUS	DEFINITIONS
Preliminary specification	Development	This data sheet contains preliminary data. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product.
Product specification	Production	This data sheet contains final specifications. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product.

DISCLAIMER

Life support applications — These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Ferroxcube customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Ferroxcube for any damages resulting from such application.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

STATUS	INDICATION	DEFINITION
Prototype	pro	These are products that have been made as development samples for the purposes of technical evaluation only. The data for these types is provisional and is subject to change.
Design-in	des	These products are recommended for new designs.
Preferred		These products are recommended for use in current designs and are available via our sales channels.
Support	sup	These products are **not** recommended for new designs and may not be available through all of our sales channels. Customers are advised to check for availability.

I.6 DIODE 50SQ100 (INTERNATIONAL RECTIFIER)

Bulletin PD-2.060 rev. G 06/05

International
IOR Rectifier

50SQ... SERIES

SCHOTTKY RECTIFIER 5 Amp

Major Ratings and Characteristics

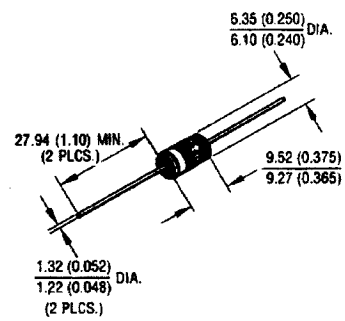
Characteristics		50SQ...	Units
$I_{F(AV)}$	Rectangular waveform	5	A
V_{RRM}	range	60 / 100	V
I_{FSM}	@tp = 5µs sine	1900	A
V_F	@5Apk, T_J = 125°C	0.52	V
T_J	range	-55 to 175	°C

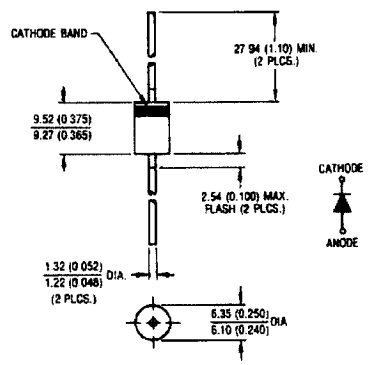
Description/ Features

The 50SQ... axial leaded Schottky rectifier series has been optimized for low reverse leakage at high temperature. The proprietary barrier technology allows for reliable operation up to 175°C junction temperature. Typical applications are in switching power supplies, converters, free-wheeling diodes, and reverse battery protection.

- 175° C T_J operation
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance
- Low forward voltage drop
- High frequency operation
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability
- Lead-Free plating

CASE STYLE AND DIMENSIONS





Conforms to JEDEC Outline DO - 204AR

Dimensions in millimeters and inches

Voltage Ratings

Part number		50SQ060	50SQ080	50SQ100
V_R	Max. DC Reverse Voltage (V)	60	80	100
V_{RWM}	Max. Working Peak Reverse Voltage (V)			

Absolute Maximum Ratings

Parameters		50SQ	Units	Conditions	
$I_{F(AV)}$	Max. Average Forward Current * See Fig. 5	5	A	50% duty cycle @ T_C = 119° C, rectangular wave form	
I_{FSM}	Max. Peak One Cycle Non-Repetitive Surge Current * See Fig. 7	1900	A	5µs Sine or 3µs Rect. pulse	Following any rated load condition and with rated V_{RRM} applied
		290		10ms Sine or 6ms Rect. pulse	
E_{AS}	Non-Repetitive Avalanche Energy	7.5	mJ	T_J = 25 °C, I_{AS} = 1.0 Amps, L = 15 mH	
I_{AR}	Repetitive Avalanche Current	1.0	A	Current decaying linearly to zero in 1 µsec Frequency limited by T_J max. V_A = 1.5 x V_R typical	

Electrical Specifications

Parameters		50SQ	Units	Conditions	
V_{FM}	Max. Forward Voltage Drop (1) * See Fig. 1	0.66	V	@ 5A	T_J = 25 °C
		0.77	V	@ 10A	
		0.52	V	@ 5A	T_J = 125 °C
		0.62	V	@ 10A	
I_{RM}	Max. Reverse Leakage Current (1) * See Fig. 2	0.55	mA	T_J = 25 °C	V_R = rated V_R
		7	mA	T_J = 125 °C	
C_T	Max. Junction Capacitance	500	pF	V_R = 5V_{DC}, (test signal range 100Khz to 1Mhz) 25 °C	
L_S	Typical Series Inductance	10	nH	Measured lead to lead 5mm from body	
dv/dt	Max. Voltage Rate of Change (Rated V_R)	10000	V/ µs		

(1) Pulse Width < 300µs, Duty Cycle < 2%

Thermal-Mechanical Specifications

Parameters		50SQ	Units	Conditions
T_J	Max. Junction Temperature Range	-55 to 175	°C	
T_{stg}	Max. Storage Temperature Range	-55 to 175	°C	
R_{thJL}	Max. Thermal Resistance Junction to Lead	8.0	°C/W	DC operation * See Fig. 4 1/8 inch lead length
R_{thJA}	Typical Thermal Resistance, Junction to Air	44	°C/W	
wt	Approximate Weight	1.4(0.049)	g (oz.)	
	Case Style	DO-204AR		JEDEC

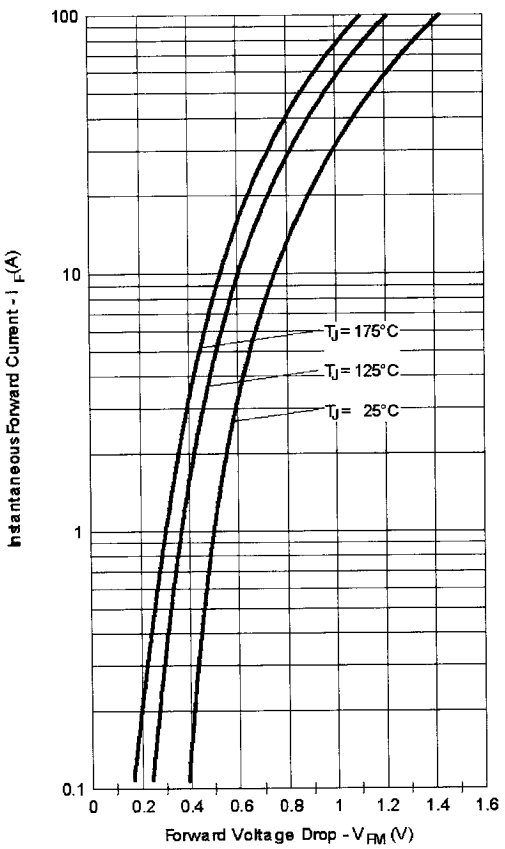


Fig. 1 - Maximum Forward Voltage Drop Characteristics

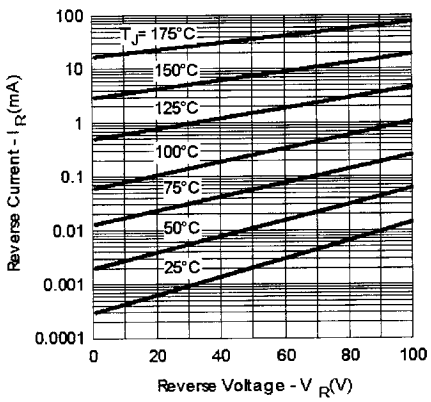


Fig. 2 - Typical Values of Reverse Current Vs. Reverse Voltage

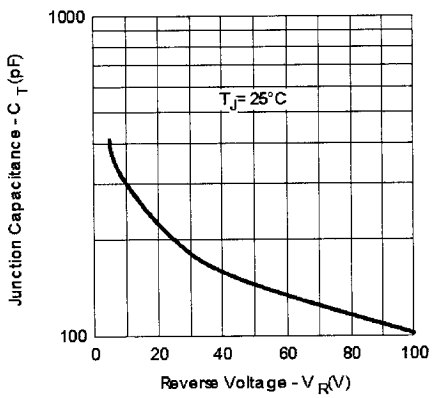


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance Vs. Reverse Voltage

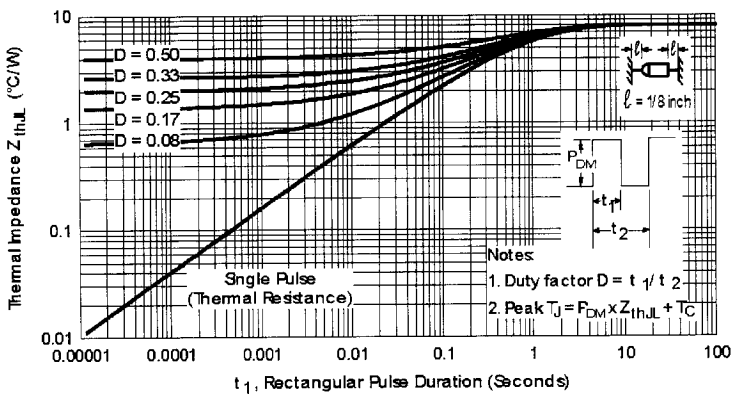


Fig. 4 - Maximum Thermal Impedance Z_{thJL} Characteristics

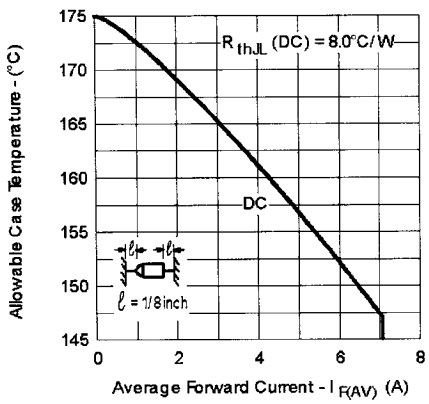


Fig. 5 - Maximum Allowable Case Temperature Vs. Average Forward Current

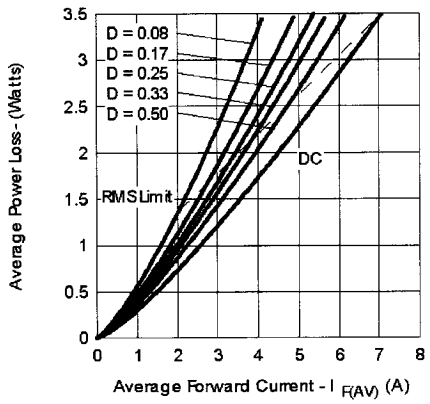


Fig. 6 - Forward Power Loss Characteristics

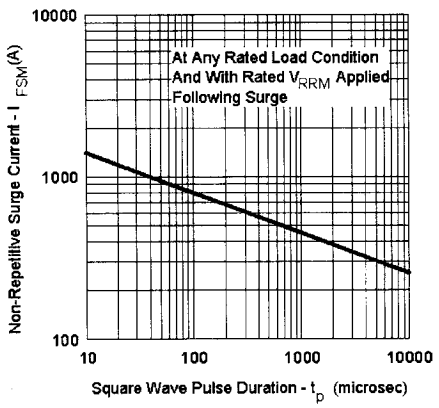


Fig. 7 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

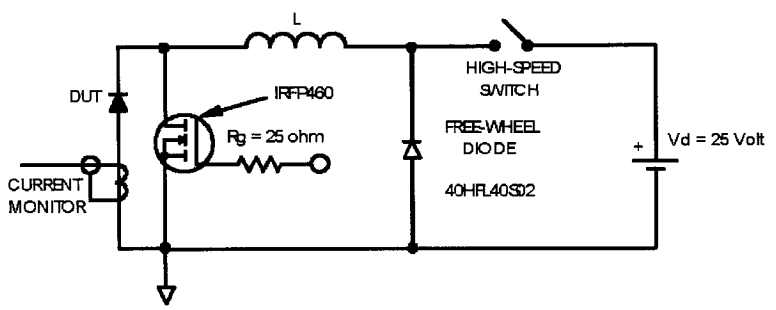
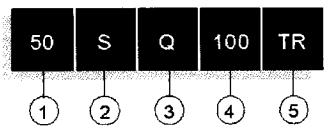


Fig. 8 - Unclamped Inductive Test Circuit

Ordering Information Table

Device Code



1 - 50 = current x 10
2 - S = DO-204AR
3 - Q = Schottky Q Series
4 - Voltage Rating — 060 = 60V, 080 = 80V, 100 = 100V
5 - TR = Tape & Reel package (1500 pcs)
\- = Box package (200 pcs)

Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for Industrial Level and Lead-Free.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International
IOR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAC Fax: (310) 252-7309
Visit us at www.irf.com for sales contact information. 06/05

ANNEXE J RÉSUMÉ DE LA PROPOSITION DE PIASKOWSKI

Le document de référence qui contient la description de l'hypothèse initiale proposée par Piaskowski (1995) est confidentiel. Étant donné l'importance de bien comprendre cette dernière, ainsi que le contexte dans lequel elle a été proposée, la présente annexe propose une description du contenu et des éléments importants du document de 18 pages.

La première section est une introduction qui résume le domaine dans lequel la compagnie pour laquelle Piaskowski oeuvre et les défis auxquels elle est soumise par rapport à la conception et la réalisation de convertisseurs de puissance pour application spatiale. La technologie proposée dans la proposition est présentée comme étant une nouvelle alternative qui rendra la compagnie plus compétitive sur le marché.

La deuxième section présente un bref historique du développement des matériaux ferromagnétiques. La section est introduite en faisant un rappel à l'époque des amplificateurs magnétiques qui précéda celle des transistors. Il est suggéré que la technologie des amplificateurs magnétiques soit redécouverte en tirant avantage des matériaux ferromagnétiques modernes. Différents matériaux sont énumérés, dont les ferrites, le Metglass et les aimants permanents de type "rare earth".

La troisième section liste les nouvelles applications potentielles de ces matériaux, incluant les inductances polarisées par un champ magnétique et les noyaux dits orthogonaux. Le but de la proposition est énoncé comme étant la démonstration d'un moyen alternatif de conversion de puissance éliminant la dépendance aux MOSFETs.

La quatrième section propose une description technique du concept d'amplification magnétique afin d'appuyer la proposition. L'hypothèse mathématique est introduite par l'équation (2.44), laquelle mène à la relation (2.45) qui relie la valeur du courant à celle de l'inductance. Il est par la suite proposé que cette dernière soit modulée en utilisant un champ magnétique orthogonal. Le circuit magnétique suggéré est celui de la Figure 3.1. Ce dernier permet de faire varier la valeur de l'inductance d'un enroulement en amenant l'autre enroulement en ferrorésonance. On précise que la ferrorésonance peut être

maintenue par elle-même dans le convertisseur étant donné que le circuit magnétique offre un gain de contrôle de puissance. Une simulation simple effectuée avec le logiciel Mathcad est ensuite présentée. En utilisant l'équation (2.6) et en posant une quantité d'énergie emmagasinée dans l'inductance constante, la forme d'onde de courant est simulée pour une valeur d'inductance qui fluctue de façon périodique.

La cinquième section montre la simulation PSPICE d'un convertisseur hacheur élévateur utilisant comme dispositif de commutation les deux inductances fortement couplées et commutées en alternance de la Figure 2.6. Les résultats de simulation montrent qu'un gain de tension est obtenu.

La sixième section est un bref résumé des éléments présentés dans les sections précédentes.

La septième et dernière section est la conclusion de la proposition. Elle énonce l'importance de mettre en place un programme de R&D pour développer la technologie proposée.