HAL
open science

Conception et optimisation de convertisseurs statiques pour l'électronique de puissance Application aux structures à absorption sinusoïdale

Chérif Larouci

To cite this version:

Chérif Larouci. Conception et optimisation de convertisseurs statiques pour l'électronique de puissance Application aux structures à absorption sinusoïdale. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2002. Français. NNT : . tel-00491438

HAL Id: tel-00491438

https://theses.hal.science/tel-00491438

Submitted on 11 Jun 2010

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

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

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque
/_/_/_/_/_/_/_/_/_/_/

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : « **Génie Electrique** »

Préparée au **Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG)**

Dans le cadre de l'école doctorale « Electronique. Electrotechnique. Automatique. Télécommunication. Signal »

présentée et soutenue publiquement
par

Chérif LAROUCI

Le : 13 Mai 2002

Titre :

Conception et optimisation de convertisseurs statiques pour l'électronique de puissance
Application aux structures à absorption sinusoïdale

Directeur de thèse : Jean Bigeon

Jury

M. H.Foch	Président et Rapporteur
M. J.P.Louis	Rapporteur
M. J.Bigeon	Directeur de thèse
M. J.P.Ferrieux	Co-encadrant
M. L.Gerbaud	Co-encadrant
M. J.Roudet	Co-encadrant
M. J.Beretta	Examinateur (PSA)
M. J.P.Kéradec	Invité

A Nore qui remplie ma vie plein de joie et de bonheur

A sa maman Rafika : une épouse, une sœur,…

REMERCIEMENTS

A travers ce mémoire de thèse, je remercie vivement Monsieur Jean-Pierre ROGNON, directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour m'avoir accueilli et pour m'avoir donné la possibilité de préparer cette thèse.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Robert PERRET, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, pour l'accueil chaleureux au sein de l'équipe Electronique de Puissance. Je suis très reconnaissant pour ses conseils efficaces et pour son aide au moment nécessaire.

Je tiens particulièrement à remercier Monsieur Jean Bigeon, directeur de recherche au CNRS, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe Conception des Diagnostiques Intégrés, pour ces conseils précieux ainsi que pour sa présence dans le jury de cette thèse.

J'adresse également mes sincères remerciements à Monsieur Henri FOCH, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique de Toulouse, pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de cette thèse et d'être rapporteur de ce travail.

Toute ma gratitude va à Monsieur Jean-Paul LOUIS, Professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, pour avoir accepté de rapporter sur ces travaux.

Je me sens particulièrement honoré par la présence de Monsieur Joseph BERETTA de la société PSA Peugeot Citroën. Je tiens à le remercier pour l'intérêt et le jugement qu'il a porté à mon travail.

Je risque de ne jamais trouver les mots justes pour faire connaître ma reconnaissance à mes directeurs de thèse :

Monsieur Jean-Paul FERRIEUX, Professeur à l'Université Joseph Fourier, Monsieur Laurent GERBAUD, chargé de recherche habilité à l'Institut National Polytechnique de Grenoble et Chercheur au CNRS, Monsieur James ROUDET et Monsieur Jean-Pierre KERADEC Professeurs à l'Université Joseph Fourier. Je les remercie pour leurs aides

précieuses, pour le temps qu'ils ont investi pour mener à bien ce travail, pour leurs marques de soutien à des moments importants et pour leurs amitiés.

Je remercie également Monsieur Bruno COGITORE de la société Microspire, pour sa collaboration industrielle et son bon contact.

Je n'oublie pas, bien sûr, de remercier Monsieur Daniel ROYE, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieur des Ingénieurs Electriciens de Grenoble, pour son soutien, qu'il trouve ici mon admiration et ma profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier fortement les permanents des équipes Electronique de Puissance, Conception des Diagnostiques Intégrés, Matériaux Magnétiques et Modélisation pour leurs grandes disponibilités, qu'ils soient assurés ma plus profonde gratitude.

Je ne remercie jamais assez l'équipe de Techniciens, les administrateurs et les secrétaires du LEG, qui tout au long de mon séjour ont démontré gentillesse et serviabilité.

Un grand merci pour les collègues doctorants du laboratoire, en particulier ceux des salles Epte et plate-forme sans oublier l'équipe de foot du LEG.

Je remercie également les autorités Française et Algérienne de m'avoir octroyé une bourse pour préparé cette thèse.

Je voudrais aussi remercier très sincèrement Madame Josiane Galea, pour ces aides inestimables. J'ai beaucoup apprécié ses qualités humaines.

J'adresse des pensées particulières à tous ceux qui me sont chers à Ain-Bessem et à Sétif.

Quant à la femme qui me partage l'air et qui dessine mon sourire, j'aimerais profiter de cette occasion pour lui dire combien et combien elle compte pour moi…

Sommaire

Sommaire

SOMMAIRE .....

INTRODUCTION GÉNÉRALE *1*

CHAPITRE 1 ..... *3*

FONCTIONNEMENT DU FLYBACK EN ABSORPTION SINUSOÏDALE *3*

1. INTRODUCTION *4*

2. SUPPORT DE L'ÉTUDE : LA STRUCTURE FLYBACK *4*

3. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT *5*

3.1 FONCTIONNEMENT À TENSION D'ALIMENTATION CONSTANTE 6
3.2 FONCTIONNEMENT EN MODE PFC (POWER FACTOR CORRECTION) 10

4. CALCUL DES PARAMÈTRES DE LA STRUCTURE *14*

4.1 CHOIX DU CONDENSATEUR DE SORTIE 14

5. SIMULATION EN CONDUCTION DISCONTINUE *14*

6. RÉSULTATS DE MESURE EN CONDUCTION DISCONTINUE *17*

7. SIMULATION EN CONDUCTION MIXTE *19*

8. RÉSULTATS DE MESURE EN CONDUCTION MIXTE *22*

9. CONCLUSION *25*

CHAPITRE 2 ..... *27*

MODÈLES ANALYTIQUES DE LA STRUCTURE FLYBACK EN VUE DE DIMENSIONNEMENT ET DE L'OPTIMISATION *27*

1. INTRODUCTION *28*

2. MODÈLES ANALYTIQUES DE LA STRUCTURE FLYBACK EN CONDUCTION MIXTE *29*

2.1 MODÈLE ANALYTIQUE DÉCRIVANT LES VARIATIONS DU RAPPORT CYCLIQUE ALPHA (α) 29
2.2 ESTIMATION ANALYTIQUE DES CONTRAINTES SUR LES VALEURS MAXIMALES ET EFFICACES EN COURANT DANS L'INTERRUPTEUR ET LA DIODE 31
2.3 MODÈLE ANALYTIQUE DU BRUIT DIFFÉRENTIEL 38
2.4 VOLUMES DES ÉLÉMENTS BOBINÉS 45
2.5 LES PERTES DANS LES SEMICONDUCTEURS 51
2.6 LES PERTES DANS LES CONDENSATEURS DES FILTRES D'ENTRÉE ET DE SORTIE 58

3. CONCLUSION *59*

CHAPITRE 3 ..... *62*

PERTES FER DANS LES COMPOSANTS MAGNÉTIQUES UTILISÉS EN MODE DE FONCTIONNEMENT ASYMÉTRIQUE *62*

1. INTRODUCTION *63*

2. PERTES FER DANS LES COMPOSANTS MAGNÉTIQUES *64*

3. PROCÉDURE D'OBTENTION DES FORMULES ANALYTIQUES DES PERTES FER EN CONDUCTIONS DISCONTINUE ET CONTINUE *67*

3.1 MESURE DES PERTES FER EN CONDUCTION DISCONTINUE 68
3.2 MESURE DES PERTES FER EN CONDUCTION CONTINUE 72
3.4 MESURE DES PERTES FER DANS UN TORE EN MATÉRIAU 3F3 76
3.5 MESURE DES PERTES FER DANS UN MATÉRIAU 3C8 NOYAU ETD 34 77

4. ESTIMATION DES PERTES FER MESURÉES SUR LE MATÉRIAU 3F3 PAR DES FORMULES EMPIRIQUES *77*

5. ESTIMATION DES PERTES FER EN BASSE FRÉQUENCE *80*

5.1 DISPOSITIF DE MESURE 80
5.2 RÉSULTATS DE MESURE 81

6. CONCLUSION *83*

CHAPITRE 4 ..... *85*

PERTES CUIVRE DANS LES ÉLÉMENTS BOBINÉS *85*

1. INTRODUCTION *86*

2. ESTIMATION ANALYTIQUE DES PERTES CUIVRE DANS UN BOBINAGE *86*

2.1 ESTIMATION DES PERTES PAR EFFET DE PROXIMITÉ 87
2.2 ESTIMATION DES PERTES DUES À L'ENTREFER 100
2.3 LES PERTES PAR EFFET DE PEAU 106

3. ESTIMATION DES PERTES CUIVRE DANS UN TRANSFORMATEUR DU FLYBACK *108*

3.1 PERTES PAR EFFET DE PROXIMITÉ DANS UN TRANSFORMATEUR SANS ENTREFER 109
3.2 PERTES DUES À L'ENTREFER PLUS PERTES DE PROXIMITÉ 112
3.3 PERTES PAR EFFET DE PEAU 114

4. CONCLUSION *115*

CHAPITRE 5 ..... *117*

MODÈLES THERMIQUES DES SEMICONDUCTEURS ET DES ÉLÉMENTS MAGNÉTIQUES *117*

1. INTRODUCTION *118*

2. MODÈLE THERMIQUE DES SEMICONDUCTEURS *118*

3. MODÈLE THERMIQUE DES COMPOSANTS MAGNÉTIQUES *121*

3.1 LE MODÈLE 121
3.2 IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES 122

4. CONCLUSION *126*

CHAPITRE 6 ..... *128*

OUTILS GÉNÉRIQUES DÉDIÉS À L'OPTIMISATION AVEC UN ALGORITHME DE TYPE GRADIENT *128*

1. INTRODUCTION *129*

2. L'OPTIMISATION SOUS CONTRAINTES *129*

3. LES ALGORITHMES D'OPTIMISATION *130*

3.1 LES MÉTHODES DÉTERMINISTES DIRECTES 130
3.2 LES MÉTHODES DÉTERMINISTES INDIRECTES (MÉTHODES DES GRADIENTS) 130
3.3 NOTRE CHOIX DE L'ALGORITHME D'OPTIMISATION 131

4. LA MODÉLISATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE *132*

4.1 LES MODÈLES SYMBOLIQUES 132
4.2 LES MODÈLES NUMÉRIQUES 133
4.3 LES MODÈLES SEMI-SYMBOLIQUES 133
4.4 POSITIONNEMENT VIS À VIS LES MODÈLES DÉDIÉS À L'OPTIMISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES ... 133

5. LIMITES À RÉSOUDRE VIS À VIS DES MODÈLES EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE *134*

5.1 DISCONTINUITÉS LIÉES AUX TABLEAUX DE DONNÉES 134
5.2 PROBLÈMES DES FONCTIONS ESCALIERS 134
5.3 PROBLÈMES DES BORNES DES SÉRIES 135
5.4 PROBLÈMES DES FORMULATIONS DANS LE DOMAINE DES COMPLEXES 136
5.5 CONCLUSION SUR CES LIMITES 137

6. L'ENVIRONNEMENT EDEN *137*

7. DES OUTILS GÉNÉRIQUES D'AIDE À LA PROGRAMMATION POUR L'OPTIMISATION *139*

8. AUTOMATISATION ET INTÉGRATION DES OUTILS DANS EDEN *139*

8.1 PRINCIPE 139
8.2 UTILISATION DE LA TECHNOLOGIE DES 'PARSEURS' POUR LA CONSTRUCTION DES OUTILS GÉNÉRATEURS DE FONCTION 140

9. LES OUTILS DÉVELOPPÉS *144*

9.1 L'OUTIL D'INTERPOLATION EN UNE DIMENSION (INTERP) 144
9.2 L'OUTIL D'INTERPOLATION EN DEUX DIMENSIONS (INTERP2D) 146
9.3 L'OUTIL STAIRS 148

10. CONCLUSION *151*

CHAPITRE 7 ..... *152*

OPTIMISATION DE LA STRUCTURE FLYBACK *152*

1. INTRODUCTION *153*

2. ENVIRONNEMENTS D'OPTIMISATION *153*

2.1 L'ENVIRONNEMENT MATHCAD 154
2.2 L'ENVIRONNEMENT EDEN 154

3. RÉSULTATS DE L'OPTIMISATION *157*

3.1 OPTIMISATION DU VOLUME SOUS CONTRAINTE CEM SANS PRISE EN COMPTE DES PERTES 157
3.2 OPTIMISATION DU VOLUME SOUS CONTRAINTE CEM AVEC PRISE EN COMPTE DES PERTES DANS LES SEMICONDUCTEURS 161
3.3 OPTIMISATION DU VOLUME SOUS CONTRAINTE CEM EN TENANT COMPTE DES PERTES DANS LES SEMICONDUCTEURS ET DES PERTES FER [LAROUCI 01/4] 165
3.4 OPTIMISATION GÉNÉRALE [LAROUCI 02/3] 167

4. ETUDE DE SENSIBILITÉ VIA L'OPTIMISATION *171*

5. COMPARAISON ENTRE LES DEUX LOGICIELS : EDEN ET MATHCAD *174*

6. CONCLUSION *175*

CONCLUSION GÉNÉRALE *177*

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES *180*

ANNEXE 1 ..... *189*

MODÈLE OPTIMISÉ (LE FICHIER .AM) *189*

Introduction générale

Introduction générale

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont de plus en plus utilisés dans les domaines industriels et domestiques. A l'heure actuelle, la conception de ces dispositifs devient un enjeu important dans les entreprises, car les prototypes sont coûteux et la phase de conception, qui se complique de plus en plus avec l'augmentation des contraintes, repose principalement sur l'expérience des ingénieurs. Ainsi, le besoin d'une démarche de conception par optimisation deviendra une préoccupation primordiale du monde industriel. Dans ce contexte, l'objectif de nos travaux de thèse est de réaliser une démarche d'optimisation des convertisseurs statiques la plus générale possible en s'appuyant sur des modèles analytiques et un environnement d'optimisation adéquat. Pour ce faire, nous avons choisi une structure flyback en absorption sinusoïdale comme un support significatif d'étude car elle regroupe la plupart des aspects qui intéressent le concepteur des convertisseurs statiques actuels. En effet, elle est caractérisée par un fonctionnement en double échelle de temps, ce qui nécessite une analyse des performances en basse fréquence vis-à-vis de l'absorption sinusoïdale et en haute fréquence vis-à-vis de la compatibilité électromagnétique (CEM). Pour les aspects encombrement, pertes et thermique, elle contient à la fois des éléments passifs (transformateur, inductances, condensateurs) et actifs (semiconducteurs). En outre, le convertisseur flyback est largement utilisé dans la gamme des faibles puissances car il est bien adapté pour réaliser la conversion (alternatif) continu-continu entre deux sources de tension.

Ainsi, le premier chapitre sera consacré à l'étude du flyback et à l'analyse de son fonctionnement en absorption sinusoïdale. Pour réaliser une étude générale, nous allons nous intéresser à un fonctionnement en conduction mixte qui combine à la fois la conduction discontinue et la conduction continue sur la période basse fréquence.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter des modèles analytiques en vue du dimensionnement et de l'optimisation de la structure flyback en conduction mixte. L'objectif est de traduire les variations de la commande, des contraintes maximales et efficaces en courant, des pertes dans les semiconducteurs et dans les condensateurs, du volume des éléments passifs et du spectre CEM par des formulations analytiques intégrables dans une démarche d'optimisation globale.

Pour tenir compte des pertes dissipées dans les composants magnétiques utilisés dans les alimentations à découpage en mode PFC, nous allons développer, dans les chapitres trois et quatre, un modèle des pertes fer et un modèle des pertes cuivre en tenant compte des effets de proximité et de peau, ainsi que des pertes supplémentaires dues à l'entrefer.

Connaissant les pertes dissipées dans les différents composants de la structure flyback, nous allons élaborer, dans le chapitre cinq, des modèles thermiques simplifiés afin de contrôler l'état d'échauffement des semiconducteurs et des composants bobinés.

Pour intégrer ces différents modèles dans une démarche d'optimisation basée sur un algorithme de type gradient et pour traiter les discontinuités de modèles, le chapitre six sera consacré au développement des outils dédiés à l'optimisation en électronique de puissance.

Disposant des modèles analytiques de la structure flyback et des outils d'aide à l'optimisation, nous allons nous intéresser, dans le dernier chapitre, aux résultats de l'optimisation sous contraintes. Nous allons montrer que le volume optimal dépend à la fois des paramètres à optimiser et des contraintes imposées. Les résultats de mesure viennent valider cette démarche d'optimisation.

Chapitre 1

Fonctionnement du flyback en absorption sinusoïdale

1. INTRODUCTION **4**

2. SUPPORT DE L'ÉTUDE : LA STRUCTURE FLYBACK **4**

3. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT **5**

3.1 FONCTIONNEMENT À TENSION D'ALIMENTATION CONSTANTE 6

3.1.1 Analyse en conduction continue *6*
3.1.2 Analyse en conduction discontinue *9*
3.1.3 Analyse en conduction critique *10*

3.2 FONCTIONNEMENT EN MODE PFC (POWER FACTOR CORRECTION) 10

3.2.1 Absorption sinusoïdale en conduction discontinue *12*
3.2.2 Absorption sinusoïdale en conduction continue *13*

4. CALCUL DES PARAMÈTRES DE LA STRUCTURE **14**

4.1 CHOIX DU CONDENSATEUR DE SORTIE 14

5. SIMULATION EN CONDUCTION DISCONTINUE **14**

6. RÉSULTATS DE MESURE EN CONDUCTION DISCONTINUE **17**

7. SIMULATION EN CONDUCTION MIXTE **19**

8. RÉSULTATS DE MESURE EN CONDUCTION MIXTE **22**

9. CONCLUSION **25**

1. Introduction

Une démarche d'optimisation, telle que nous l'avons adoptée, nécessite souvent une pré-étude fonctionnelle. Dans ce contexte, le présent chapitre s'intéresse au fonctionnement de la structure flyback en absorption sinusoïdale. Dans un premier temps, nous allons justifier le choix de cette structure pour réaliser la démarche d'optimisation que nous envisageons. Nous allons analyser le fonctionnement de cette structure sous tension d'alimentation constante puis sinusoïdale en conductions continue, discontinue et critique limite entre les modes discontinu et continu. Nous allons montrer que le volume du transformateur du flyback en conduction continue est plus important que celui en conduction discontinue. En revanche, les contraintes en courant sont plus importantes en conduction discontinue qu'en conduction continue. Pour faire une étude générale, et bénéficier des avantages de ces deux modes de fonctionnement, nous allons présenter une commande, baptisée commande mixte, qui combine la conduction discontinue et la conduction continue sur la période basse fréquence et offre un compromis entre le volume du transformateur et les contraintes en courant dans les semiconducteurs. A la fin de ce chapitre, nous allons simuler et valider expérimentalement le fonctionnement du flyback en absorption sinusoïdale en conduction discontinue et en conduction mixte.

2. Support de l'étude : la structure flyback

La structure flyback de la figure 1 est choisie comme un support significatif pour réaliser une démarche d'optimisation la plus générale possible. Du point de vue méthodologie de conception, elle regroupe la plupart des aspects qui intéressent le concepteur des convertisseurs statiques. En effet, c'est une structure raccordée au réseau, caractérisée par un fonctionnement en double échelle de temps, ce qui nécessite une analyse des performances en basse fréquence vis à vis de l'absorption sinusoïdale et en haute fréquence vis à vis de la compatibilité électromagnétique (CEM). Pour les aspects encombrement, pertes et thermique, elle contient à la fois des éléments passifs (transformateur, inductances, condensateurs) et actifs (semiconducteurs).

Du point de vue performances en électronique de puissance, la structure flyback est largement utilisée dans la gamme des faibles puissances ($\leq$600 W) car elle est bien adaptée pour réaliser la conversion alternatif continu entre deux sources de tension [Hua 94], [Nbae 94], [Barbi 91], [Sable 91], [Kuwabara 90], [Greenland 93], [Barcia 00], [Lorenz 01]. Elle présente les avantages d'une structure mono-interrupteur, facilement commandable et

comprenant peu de composants. Par ailleurs, elle présente une isolation galvanique et autorise des sorties basse tension par l'intermédiaire du rapport de transformation du transformateur.

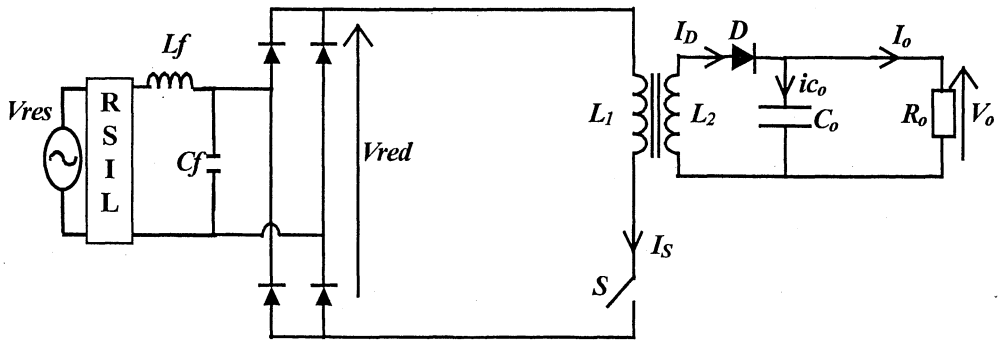


Figure 1 : La structure flyback

Le champ magnétique dans le transformateur évolue dans un seul quadrant (structure asymétrique). Le transfert de puissance est indirect : le courant est nul au secondaire du transformateur lorsque l'interrupteur S est fermé, pendant ce temps, l'énergie est alors stockée dans l'inductance primaire. Cette énergie est transférée au secondaire pendant l'ouverture de S, ainsi le transformateur est utilisé en accumulateur d'énergie, ce qui défavorise son dimensionnement.

Le courant primaire étant découpé, le placement d'un filtre à l'entrée est nécessaire. Ce filtre doit être dimensionné pour atténuer le bruit différentiel lié à la composante haute fréquence du courant d'entrée. Cependant, un asservissement de la composante basse fréquence de ce courant est nécessaire pour assurer qu'elle soit sinusoïdale en phase avec la tension du réseau. Pour déterminer les performances du point de vue compatibilité électromagnétique (CEM), un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) est intercalé entre le convertisseur et la source d'alimentation.

L'inconvénient majeur de la structure flyback est l'inductance de fuite du transformateur qui induit des surtensions sur l'interrupteur et gène considérablement les commutations à l'ouverture. Ce problème peut être résolu en réalisant un bobinage avec peu de fuite (bon couplage entre les enroulements primaire et secondaire) ou en utilisant un circuit écrêteur qui se charge de limiter la tension aux bornes de l'interrupteur.

3. Analyse du fonctionnement

Toute démarche d'optimisation des convertisseurs statiques basée sur des modèles analytiques est, souvent, précédée d'une étape d'analyse de fonctionnement dite étape de conception fonctionnelle au cours de laquelle nous restons au stade des grands principes de

fonctionnement de l'électronique de puissance. L'objectif est de déterminer tous les paramètres agissant sur le fonctionnement de la structure étudiée et de commencer à formuler les contraintes de base (valeurs maximales des courants dans les semiconducteurs, tensions maximales à supporter par les composants, puissance délivrée...) qu'il faut prendre en compte pour assurer un bon fonctionnement. L'objectif de cette phase d'analyse et d'aboutir à un premier dimensionnement, non optimisé, pour obtenir un point de fonctionnement soit analytiquement soit par simulation et peut aller jusqu'à la validation expérimentale.

3.1 Fonctionnement à tension d'alimentation constante

L'analyse du fonctionnement du flyback [Ferrieux 99], [Andrieu 95], [Benqassmi 98], [Larouci 02/1] montre deux modes possibles de conduction : la conduction discontinue et la conduction continue. Nous appelons une conduction critique, la limite entre le mode continu et le mode discontinu. Dans cette partie, nous analysons ces modes de fonctionnement sous tension d'alimentation constante (figure 2).

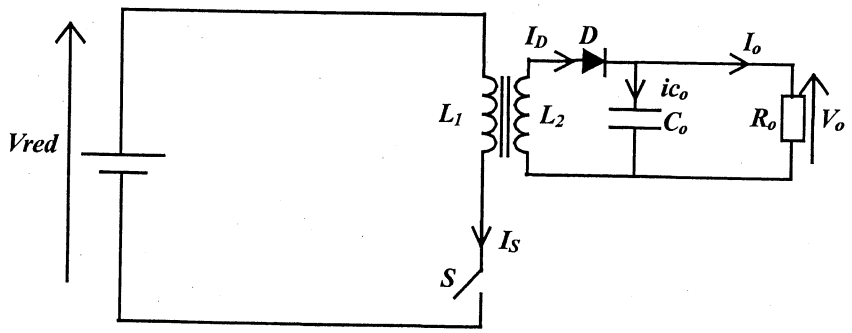


Figure 2 : La structure flyback alimentée avec une tension constante

3.1.1 Analyse en conduction continue

En mode de fonctionnement continu, les formes d'ondes de courant primaire et secondaire sont représentées sur la figure 3 ci-dessous.

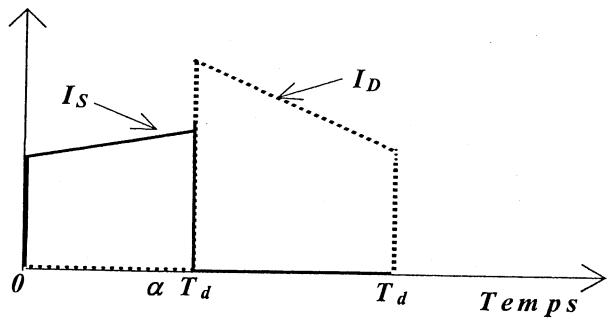


Figure 3 : Formes d'ondes de courant en conduction continue

Pendant l'intervalle $[0, \alpha Td]$, où Td est la période de découpage et α le rapport cyclique défini comme le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur et la période de découpage, l'interrupteur S est fermé, tandis que la diode secondaire est bloquée ($I_D = 0$), nous avons donc :

$$V_{red} = L_1 \cdot \frac{dI_S}{dt} \tag{1}$$

$$I_S(t) = I_{Smin} + \frac{V_{red}}{L_1} \cdot t \tag{2}$$

Avec :

I_{Smin} : la valeur minimale du courant primaire commuté à l'instant d'amorçage de l'interrupteur S.

L_1 : l'inductance propre de l'enroulement primaire.

V_{red} : est la tension d'alimentation.

D'après les lois d'Ampère et de Lenz (3) :

$$\begin{cases} n_1 \cdot I_1 + n_2 \cdot I_2 = R_e \cdot \varphi \\ \dfrac{V_1}{n_1} = \dfrac{V_2}{n_2} \end{cases} \tag{3}$$

Avec :

Re est la réluctance du matériau magnétique utilisé.

n_1 et n_2 sont, respectivement, les nombres de spires primaire et secondaire.

I_1, I_2 et V_1, V_2 sont, respectivement, les courants et les tensions primaire et secondaire.

Le flux magnétique créé par le courant I_1 peut s'exprimer comme suit :

$$\varphi(t) = \frac{n_1}{R_e}(I_{Smin} + \frac{V_{red}}{L_1} \cdot t) \tag{4}$$

La tension aux bornes de la diode secondaire D est :

$$V_D = -(V_o + m \cdot V_{red}) \tag{5}$$

Où $m = \frac{n_2}{n_1}$ est le rapport de transformation du transformateur et V_o la tension de sortie supposée constante.

Cette phase prend fin lors du blocage de l'interrupteur à l'instant αTd. Il s'ensuit la mise en conduction de la diode D qui assure la continuité du flux magnétique.

Durant cette phase de conduction, les expressions du courant secondaire, du flux magnétique et de la tension aux bornes de l'interrupteur sont données par (6):

$$\begin{cases} I_D(t) = -\dfrac{V_o}{L_2}\cdot(t-\alpha\cdot T_d)+\dfrac{I_{Smax}}{m} \\ \varphi(t) = \dfrac{n_2}{R_e}\left(\dfrac{I_{Smin}}{m}-\dfrac{V_R}{L_2}\cdot(t-\alpha\cdot T_d)\right) \\ V_S(t) = V_{red}+\dfrac{V_o}{m} \end{cases} \tag{6}$$

I_{Smax} : est la valeur maximale du courant primaire à l'instant du blocage de l'interrupteur.

L_2 : est l'inductance propre de l'enroulement secondaire.

Du fait que la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance L_1 est nulle sur une période de découpage, nous pouvons déduire que la tension de sortie est reliée à la tension d'entrée par la relation suivante :

$$\frac{V_o}{V_{red}} = \frac{m\cdot\alpha}{1-\alpha} \tag{7}$$

A partir de l'équation du courant primaire (2), l'ondulation de ce courant s'exprime comme suit :

$$\Delta I_S = \frac{V_{red}}{L_1}\cdot\alpha\cdot T_d \tag{8}$$

La valeur moyenne du courant dans l'interrupteur est :

$$I_{Smoy} = \frac{m\cdot\alpha}{1-\alpha}\cdot I_o \tag{9}$$

Les valeurs maximales des tensions aux bornes de l'interrupteur S et la diode D sont :

$$\begin{cases} V_{Smax} = V_{red}+\dfrac{V_o}{m} \\ V_{Dmax} = V_o + m\cdot V_{red} \end{cases} \tag{10}$$

Les contraintes maximales en courant dans l'interrupteur et la diode sont :

$$\begin{cases} I_{smax} = \dfrac{m\cdot\alpha}{1-\alpha}\cdot I_o + \dfrac{V_{red}\cdot\alpha\cdot T_d}{2\cdot L_1} \\ I_{Dmax} = \dfrac{I_{Smax}}{m} \end{cases} \tag{11}$$

3.1.2 Analyse en conduction discontinue

Alimentée par une tension d'entrée constante, la structure flyback, en conduction discontinue, présente les formes d'ondes de courant suivantes :

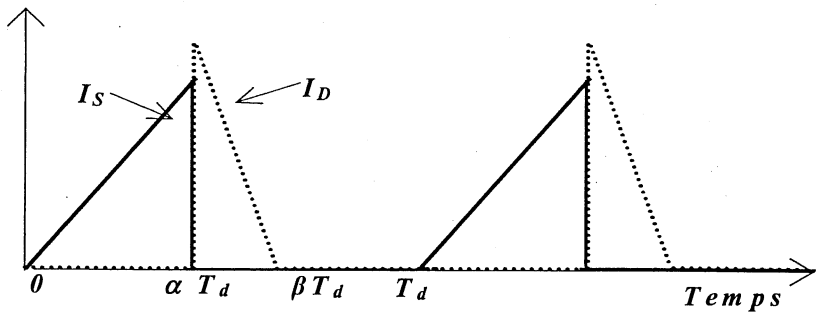


Figure 4 : Formes d'ondes de courant en conduction discontinue

Ce mode de conduction est obtenu lorsque la démagnétisation de L_1 est complète avant la fin de la période de découpage.

D'après la figure 4, nous constatons trois phases de conduction : la première correspond à la durée de conduction de l'interrupteur (α T_d), la deuxième est la phase de conduction de la diode secondaire de α T_d à βT_d (βT_d est l'instant de blocage de la diode) et la troisième est une phase à courant nul dont sa durée (1- β)T_d est d'autant plus importante que la tension d'entrée est faible. La durée de conduction de la diode est déduite de l'instant où le courant I_D dans la diode s'annule, nous trouvons :

$$(\beta-\alpha)\cdot T_d = \frac{m\cdot V_{red}\cdot\alpha\cdot T_d}{V_o} \tag{12}$$

Ainsi la durée de la phase à courant nul est donnée par :

$$(1-\beta)\cdot T_d = \left[1-\alpha\cdot(1+\frac{m\cdot V_{red}}{V_o})\right]\cdot T_d \tag{13}$$

Les valeurs maximale et moyenne du courant primaire sont :

$$\begin{cases} I_{Smax} = \dfrac{V_{red}\cdot\alpha\cdot T_d}{L_1} \\ I_{Smoy} = \dfrac{V_{red}\cdot\alpha^2\cdot T_d}{2\cdot L_1} \end{cases} \tag{14}$$

Dans ce type de conduction, la puissance transmise s'exprime comme suit :

$$P_o = \frac{\alpha^2\cdot V_{red}^{\ 2}\cdot T_d}{2\cdot L_1} \tag{15}$$

Remarque :

- Les contraintes maximales de la tension aux bornes de l'interrupteur et la diode sont les mêmes que celles trouvées en conduction continue.

3.1.3 Analyse en conduction critique

Le mode de conduction critique est la limite entre les conductions discontinue et continue. Il est obtenu en amorçant l'interrupteur dès que le courant dans la diode s'annule. Dans ce cas, les courants dans l'interrupteur et dans la diode ont les formes d'ondes présentées dans la figure 5.

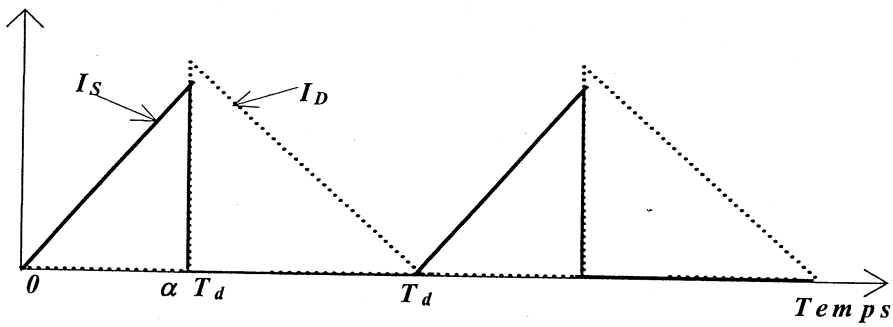


Figure 5 : Formes d'ondes de courant en conduction critique

D'après la relation 13 de l'analyse en conduction discontinue, nous déduisons que la conduction critique est un cas particulier de la conduction discontinue. En effet, elle est obtenue lorsque β=1.

Nous constatons donc que si $\beta \leq 1$, la démagnétisation de L_1 est complète et la conduction est discontinue. Dans le cas contraire, la conduction est continue. Ainsi, une valeur limite du rapport cyclique α_{limit} qui assure la conduction discontinue est déduite (16).

$$\alpha_{limit} = \frac{V_o}{V_o + m \cdot V_{red}} \tag{16}$$

3.2 Fonctionnement en mode PFC (Power Factor Correction)

En réalité, la structure flyback, support de notre étude, est raccordée directement au réseau. Ainsi, la tension d'alimentation est une sinusoïde (17) :

$$V_{res}(\theta) = V_{max} \cdot \sin(\theta) \tag{17}$$

V_{max} est l'amplitude de cette tension.

Avec : $\theta = \omega \cdot t$

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot F_r$: est la pulsation du réseau.

F_r : est la fréquence du réseau.

Si nous supposons que la fréquence de découpage F_d est très supérieure à celle du réseau F_r, la tension d'alimentation peut être considérée constante sur une période de découpage. Dans ce contexte, l'analyse effectuée à tension d'alimentation constante reste valable sur la période basse fréquence. Les résultats sur cette période sont déduits de ceux obtenus sur une période de découpage en remplaçant la tension V_{red} par $V_{red}(\theta) = V_{max} \cdot |\sin(\theta)|$.

Dans le tableau ci-dessous nous récapitulons les principales formulations que nous allons utiliser dans la suite.

Type du conduction	**Principales formulations**	
Conduction discontinue	$I_{Smax} = \frac{V_{max} \cdot \alpha \cdot T_d}{L_1}$ $I_{Smoy}(\theta) = \frac{V_{max} \cdot \lvert\sin(\theta)\rvert \cdot \alpha^2 \cdot T_d}{2 \cdot L_1}$ $dP_o = \frac{\alpha^2 \cdot Vmax^2 \cdot T_d}{2 \cdot L_1} \cdot dt \Rightarrow P_o = \frac{\alpha^2 \cdot Vmax^2 \cdot T_d}{4 \cdot L_1}$	$V_{Smax} = V_{max} + \frac{V_o}{m}$ $V_{Dmax} = V_o + m \cdot V_{max}$
Conduction Critique	$\alpha_{limit} = \frac{V_o}{V_o + m \cdot V_{max}}$	

Tableau 1 : Principales formulations sur la période basse fréquence

Le rapport cyclique limite déterminant le type de la conduction ne tient pas compte des différents paramètres du convertisseur. En s'appuyant sur les analyses de fonctionnement effectuées en conductions continue et discontinue, nous pouvons déduire que le type de la conduction est aussi déterminé par l'inductance magnétisante.

A partir de la relation 13 nous déduisons que la conduction discontinue est assurée sur toute la période réseau si la condition suivante est vérifiée:

$$\frac{4 \cdot L_1}{R_o \cdot T_d} < \frac{1}{(\frac{V_o}{V_{max}} + m)^2} \tag{19}$$

R_o étant la résistance de charge.

La figure 6 montre la valeur maximale de l'inductance magnétisante assurant la conduction discontinue sur toute la période réseau en fonction de la fréquence de découpage.

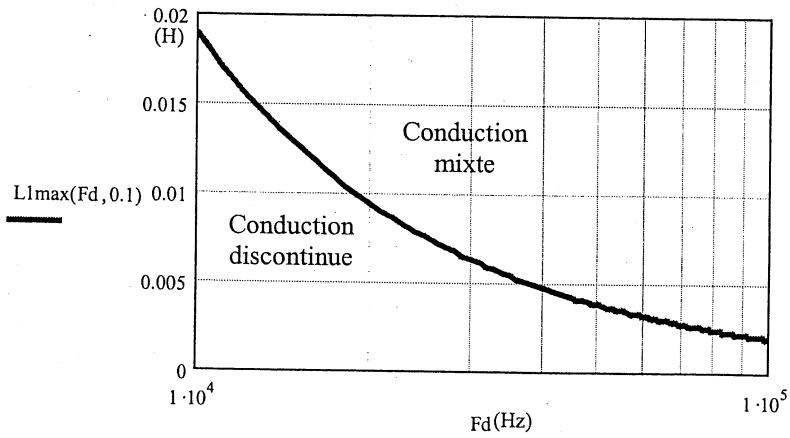


Figure 6 : Inductance maximale assurant la conduction discontinue sur toute la période réseau pour m=0.1

Au-delà de cette valeur limite, la conduction devient mixte (continue et discontinue au voisinage de zéro).

La conduction continue pure peut être envisagée mais pour des valeurs très importantes de l'inductance magnétisante L_1, compte tenu de la modulation à 100 Hz de la tension d'entrée. Ce cas ne sera pas retenu car il entraînerait un dimensionnement trop important du transformateur.

En effet, et dans un cadre de dimensionnement [Ferrieux 99], le volume de circuit magnétique du transformateur du flyback en conduction continue peut être plusieurs fois celui en conduction discontinue à puissance transmise et fréquence identiques.

Afin de bénéficier des avantages des deux modes de conduction (compromis entre le volume du circuit magnétique et les contraintes en courant), nous présenterons une commande permettant de travailler en mode PFC en conduction mixte, où les deux régimes, continu et discontinu, apparaissent au cours de la période basse fréquence.

3.2.1 Absorption sinusoïdale en conduction discontinue

L'expression de la composante basse fréquence du courant d'entrée en conduction discontinue, rappelée ci-dessous, montre que cette composante est directement proportionnelle à la tension d'alimentation si la fréquence de découpage et le rapport cycliques sont fixes.

$$I_{Smoy}(\theta) = \frac{V_{max} \cdot |\sin(\theta)| \cdot \alpha^2}{2 \cdot L_1 \cdot F_d} \qquad (20)$$

$F_d = \dfrac{1}{T_d}$: est la fréquence de découpage.

Ainsi, il apparaît que le comportement du flyback est purement résistif vis à vis de la tension d'alimentation. Autrement dit, l'absorption sinusoïdale, en conduction discontinue, est assurée naturellement à rapport cyclique et fréquences de découpage fixes.

3.2.2 Absorption sinusoïdale en conduction continue

En conduction mixte et plus particulièrement pour la partie continue de la conduction, l'absorption sinusoïdale ne sera assurée que si l'on asservit le rapport cyclique.

Afin de prédéterminer l'évolution de ce rapport cyclique, nous pouvons employer la modélisation moyenne du convertisseur. En effet cette modélisation moyenne, qui fait abstraction du découpage, permet d'étudier l'évolution 'lente' des grandeurs et se prête bien à notre problème pour l'étude de la modulation à 100 Hz.

Rappelons que cette modélisation peut se traduire par un schéma équivalent moyen obtenu à partir du schéma de base en remplaçant :

- les semiconducteurs fermés pendant αT_d (ou $(1-\alpha)T_d$) par un générateur de courant de valeur αI_s (ou $(1-\alpha)I_s$),
- les semiconducteurs ouverts pendant αT_d (ou $(1-\alpha)T_d$) par un générateur de tension de valeur αV_s (ou $(1-\alpha)V_s$).

I_s ou V_s étant le courant ou la tension imposé au semiconducteur pendant la période considérée.

Pour notre flyback, en conduction continue et pendant $(1-\alpha)T_d$:

- l'interrupteur S est ouvert, soumis à $(V_{red} + \frac{V_o}{m})$,
- la diode D fermée, soumise à $\frac{IL_1}{m}$.

Nous aboutissons donc au schéma équivalent suivant :

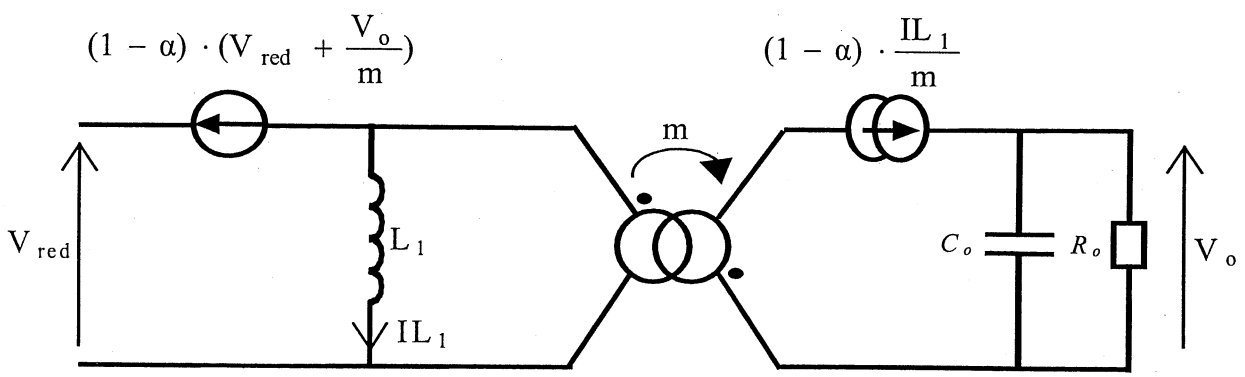


Figure 7 : Modèle moyen du flyback

Avec $\theta = \omega \cdot t$, nous déduisons :

$$V_{red}(\theta) = (1-\alpha(\theta)) \cdot (V_{red}(\theta) + \frac{V_o}{m}) + L_1 \cdot \omega \cdot \frac{dIL_1(\theta)}{d\theta} \tag{21}$$

En négligeant le dernier terme (composante basse fréquence de la tension aux bornes de L_1 négligeable compte tenu du choix sur la valeur de L_1), nous aboutissons à :

$$\alpha(\theta) = \frac{V_o}{V_o + m \cdot V_{red}(\theta)} = \frac{V_o}{V_o + m \cdot V_{max} \cdot |\sin(\theta)|} \tag{22}$$

L'hypothèse faite précédemment sera validée par la suite et est largement vérifiée.

4. Calcul des paramètres de la structure

4.1 Choix du condensateur de sortie

Connaissant les variations en basse fréquence du courant au secondaire du transformateur et du courant de charge, l'expression du courant dans le condensateur de sortie et par conséquent la tension aux bornes peuvent être déduites.

Pour une ondulation de la tension de sortie $\frac{\Delta V_o}{V_o} = \tau_v$, et une puissance de sortie P_o la capacité du condensateur de filtrage de sortie est donnée par la relation (23) ci-dessous.

$$C_o \geq \frac{P_o}{\tau_v \cdot \omega \cdot V_o^2} \tag{23}$$

ω : est la pulsation du secteur.

5. Simulation en conduction discontinue

En conduction discontinue et d'après la relation (20), la composante basse fréquence du courant d'entrée est directement proportionnelle à la tension d'alimentation en fixant le rapport cyclique et la fréquence de découpage. Ainsi, l'absorption sinusoïdale est assurée naturellement sans aucun asservissement particulier, ce qui donne à cette stratégie l'avantage d'être mise en œuvre facilement. L'autre avantage est qu'elle nécessite une faible inductance magnétisante pour assurer la conduction discontinue sur toute la période réseau. L'inconvénient de cette commande est le fonctionnement fortement discontinu à basse tension d'alimentation qui engendre des contraintes fortes en courant.

Par ailleurs, la forme fortement discontinue du courant d'entrée imposera la présence d'un filtre d'entrée pour ne pas réinjecter sur le réseau les composantes haute fréquence de ce courant.

Ce filtre et son dimensionnement feront partie par la suite de la procédure d'optimisation. Néanmoins, les simulations présentées ci-après sont effectuées avec un filtre dont la fréquence de coupure a été choisie 10 fois inférieure à celle de découpage. Ce pré-dimensionnement a permis de montrer le fonctionnement de l'alimentation en absorption sinusoïdale.

Les figures 8 et 9 montrent le courant magnétisant dans le transformateur et la tension de sortie simulés sur Pspice avec les paramètres suivants :

Inductance magnétisante : L_1=0.5mH,

Rapport de transformation : m=0.5,

Fréquence de découpage : F_d=50kHz,

Rapport cyclique α=0.2,

Capacité du condensateur de sortie : C_o= 7mF (dimensionnée pour avoir une ondulation de 1% sous 48V).

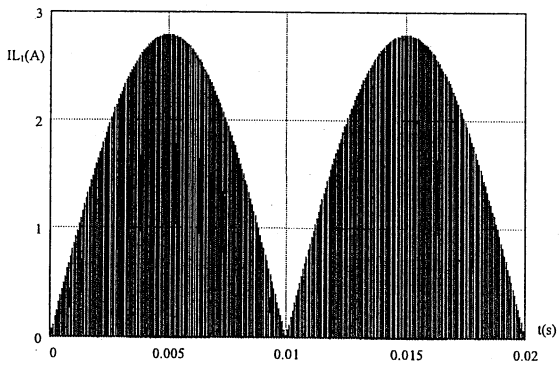


Figure 8 : Courant magnétisant

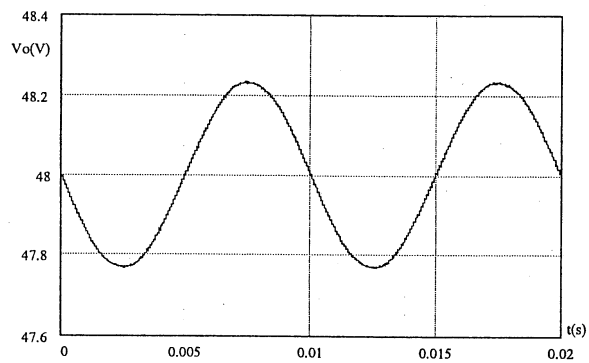


Figure 9 : Tension de sortie

D'après la forme du courant magnétisant, nous constatons que la conduction discontinue est assurée sur toute la période réseau.

La tension de sortie oscille autour de la valeur prévue (48V) avec une ondulation de 1%.

Les figures 10 et 11 présentent le courant absorbé côté réseau filtré (L_f=1.4mH, C_f=0.5µF) et son contenu spectral.

Rappelons que le filtre d'entrée est chargé d'atténuer la composante haute fréquence du courant d'entrée. Ainsi, il est dimensionné en choisissant sa fréquence de coupure $F_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}}$ plusieurs fois inférieure (dix fois dans ce cas) à celle de découpage et en autorisant le passage du 50 Hz.

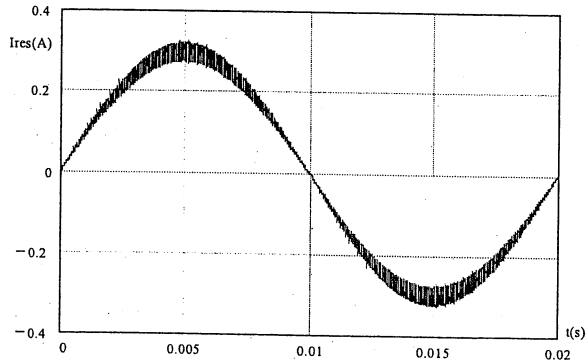


Figure 10 : Courant d'entrée filtré

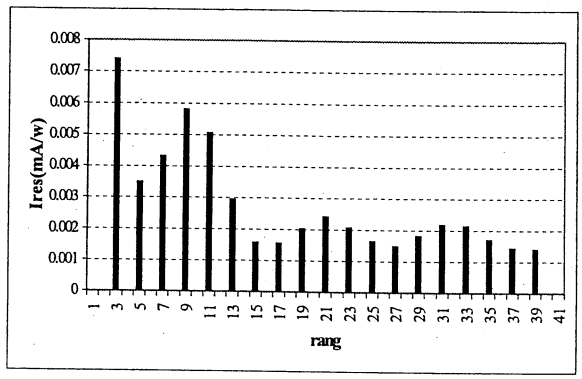


Figure 11 : Spectre du courant d'entrée filtré

Nous constatons que le courant d'entrée est sinusoïdal et que ses harmoniques sont inférieures à celles fixées par la norme basse fréquence EN 61000-3-2, classe D. A titre comparatif, cette norme impose une valeur de 3.4mA/W pour l'harmonique 3 ce qui fait (d'après la figure 9) que cette norme est largement respectée.

Dans le tableau 2 nous récapitulons les valeurs du taux de distorsion harmonique $TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{nmax} I_n^2}}{I_1}$ et celles du facteur de puissance $F_p = \frac{I_1.\cos\varphi_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{nmax} I_n^2}}$ selon le nombre du raies prises en compte (nmax) et dans les cas du courant d'entrée filtré et non filtré.

I_n est la valeur efficace du $n^{ème}$ harmonique du courant d'entrée.

I_1 est la valeur efficace du fondamental du courant d'entrée.

φ_1 est le déphasage entre le courant et la tension d'entrée.

		TDH	F_p
Courant d'entrée non filtré	***nmax = 40***	0.1	0.99
	nmax → ∞	3.5	0.27
Courant d'entrée filtré	***nmax = 40***	0.002	0.99
	nmax → ∞	0.06	0.99

Tableau 2 : Taux de distorsion harmonique et facteur de puissance

Nous constatons qu'une bonne estimation du facteur de puissance nécessite de tenir compte des raies dues au découpage. Par ailleurs, le filtrage du courant d'entrée permet de diminuer le taux de distorsion harmonique et améliore considérablement le facteur de puissance.

Remarques :

La puissance délivrée par le convertisseur (50W) indique que la classe à respecter, parmi celles de la norme EN 61000-3-2, est la classe D qui correspond à des puissances inférieures ou égales à 600W [61000-3-2 N].

Le filtre *HF* est placé en amont du pont à diodes. Son emplacement en aval induit, pour certaines valeurs de paramètres *Lf* et *Cf* de filtre (où le courant d'entrée est en avance de phase par rapport à la tension de réseau) une phase à courant d'entrée nul car la commutation des diodes du pont redresseur, dans ce cas, est imposée par la tension d'alimentation.

Le tableau ci-dessous récapitule les différentes contraintes sur les semiconducteurs.

	L'interrupteur S	La diode D
Vmax(V)	421	210.5
Imax(A)	2.7	5.22
Ieff(A)	0.58	1.69
Imoy(A)	0.22	0.94

Tableau 3 : Les contraintes sur les semiconducteurs en conduction discontinue

6. Résultats de mesure en conduction discontinue

Pour vérifier le fonctionnement du flyback en conduction discontinue, une maquette est réalisée (figure 12).

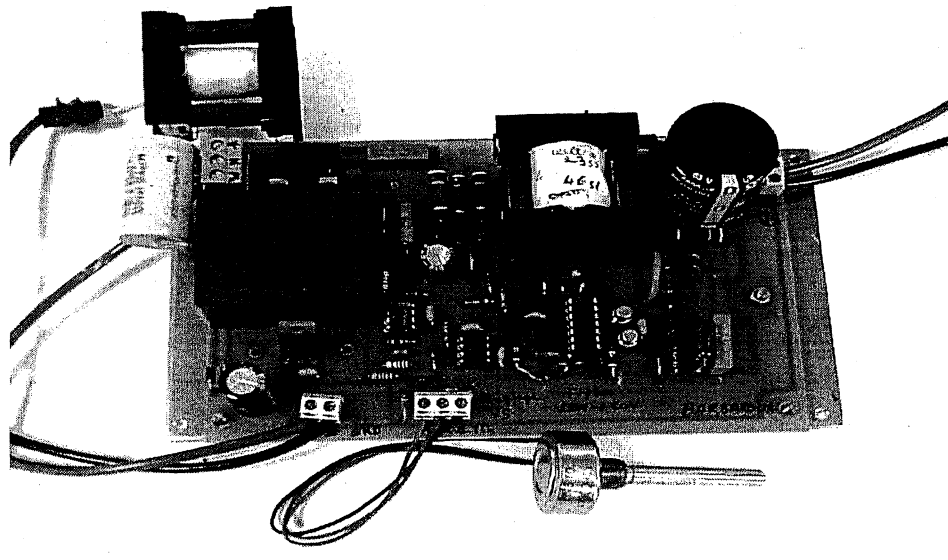


Figure 12 : La maquette en conduction discontinue

Nous avons relevé les courants au primaire et au secondaire du transformateur sur des périodes haute fréquence au voisinage du sommet de la tension d'alimentation, ce qui nous permet de vérifier si la conduction est discontinue sur toute la période réseau. Par ailleurs, nous nous intéressons aux allures de la tension de sortie et du courant absorbé par le convertisseur.

Ces mesures sont effectuées avec les paramètres suivants : F_d=50kHz, L_m=0.5mH, m=0.5, C_o=6.8mF, α=0.2, L_f=2mH et C_f=0.22µF.

Les figures 13 et 14 montrent que le fonctionnement est discontinu même au voisinage du sommet de la tension d'alimentation (valeur maximale de la tension d'entrée). Cela confirme que la conduction est discontinue sur toute la période basse fréquence.

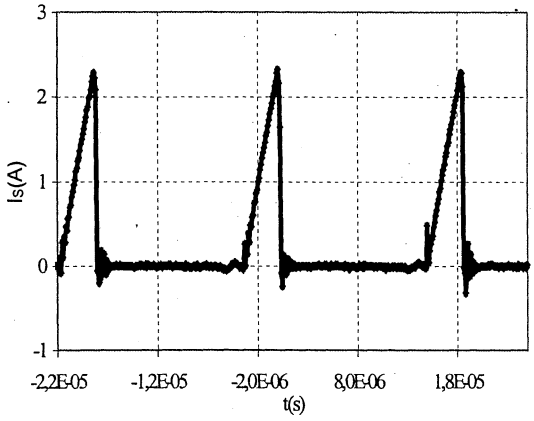


Figure 13 : Courant primaire

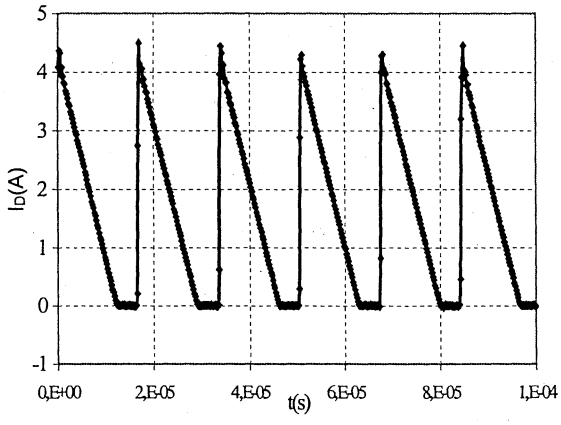


Figure 14 : Courant secondaire

D'après les figures 15 et 16 nous constatons que le courant d'entrée est sinusoïdal en phase avec la tension de réseau et que la norme basse fréquence EN 61000-3-2 classe D est respectée. Dans ce cas, le facteur de puissance vaut 0.97.

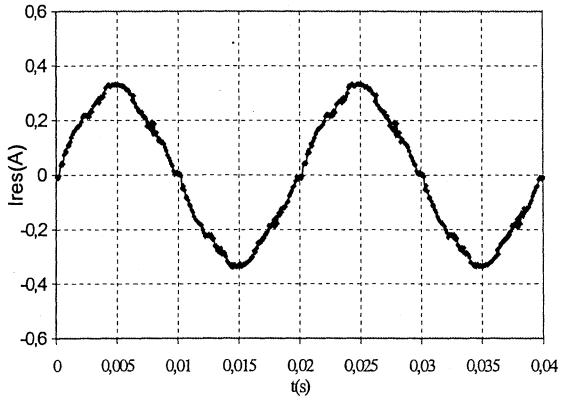


Figure 15 : Courant d'entrée mesuré

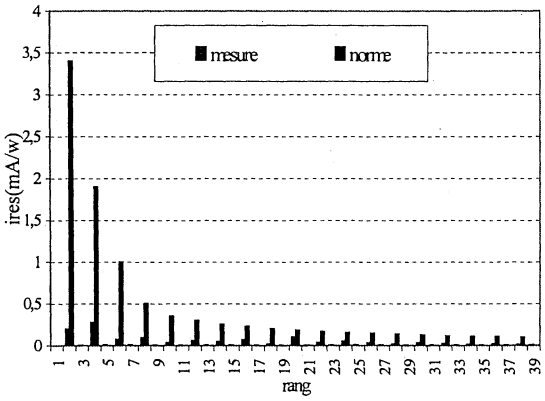


Figure 16 : Spectre mesuré du courant d'entrée

Les figures 17 et 18 présentent les variations de la tension de sortie et son ondulation. Ces variations confirment que la tension de charge oscille autour de 48V avec une ondulation de 1%.

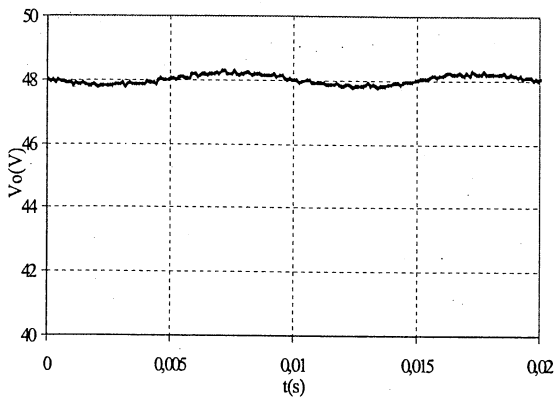


Figure 17 : Tension de sortie mesurée

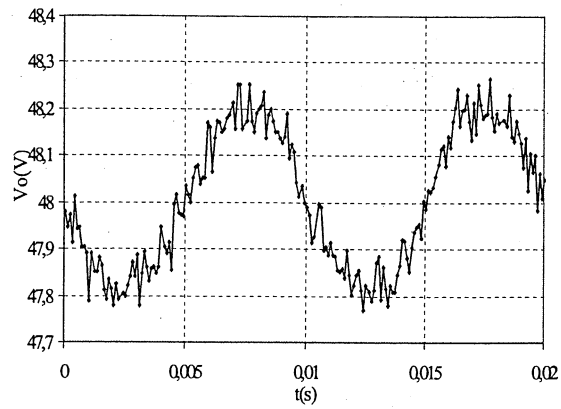


Figure 18 : Ondulation de la tension de sortie

7. Simulation en conduction mixte

La conduction mixte combine les deux modes de conduction, discontinu et continu. La commande associée à cette conduction est une commande à fréquence fixe qui consiste à asservir la composante basse fréquence du courant d'entrée à une référence sinusoïdale [Benqassmi 98], [Larouci 02/2]. Le rapport cyclique est la grandeur de réglage qui permet au courant moyen d'entrée de suivre cette consigne (figure 19).

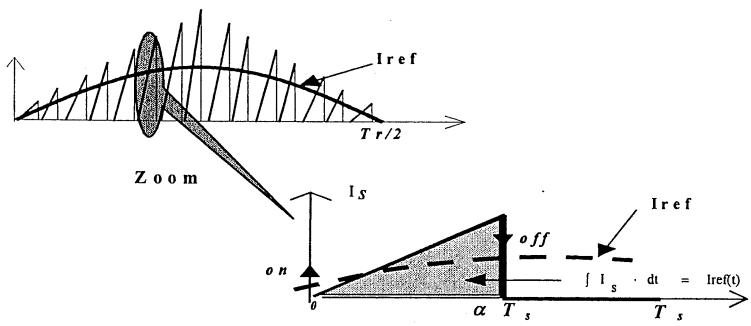


Figure 19 : Principe de la commande mixte

Le circuit de commande de la figure 20, implanté dans Pspice explique le principe de cette commande.

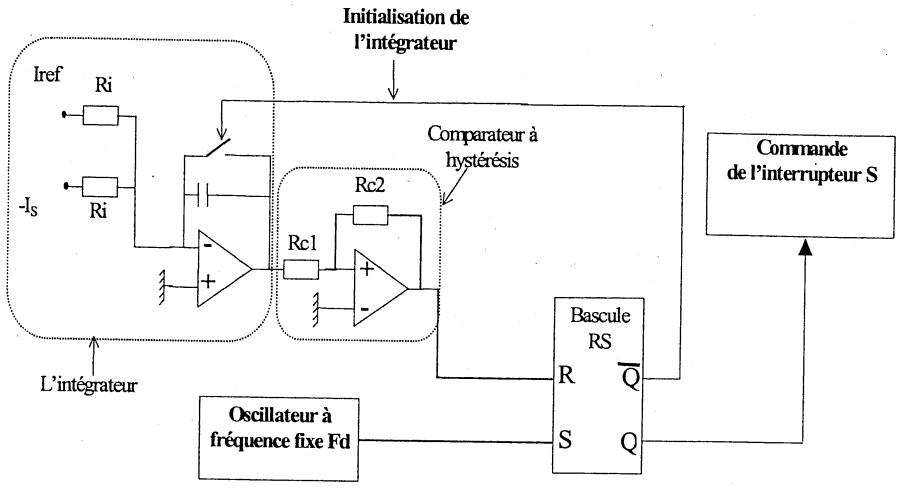


Figure 20 : Circuit de commande en conduction mixte

Le bloc intégrateur permet de récupérer la composante basse fréquence du courant d'entrée et de la comparer à une référence sinusoïdale redressée.

La sortie du comparateur à hystérésis est un signal logique, il vaut 0 quand la valeur moyenne du courant d'entrée atteint la référence sinusoïdale, et il vaut 1 ailleurs.

L'oscillateur permet d'amorcer l'interrupteur S à fréquence fixe égale à la fréquence de découpage *Fd*.

L'interrupteur S est commandé par la sortie Q de la bascule RS, la sortie complémentaire permet d'initialiser l'intégrateur (le court-circuiter dès que sa sortie est nulle).

De ce fait, l'interrupteur S est commandé à l'amorçage au début de chaque période de découpage et est commandé en blocage quand la sortie de l'intégrateur s'annule ($(I_S)_{BF}(t) = Iref(t)$).

Les figures ci-dessous présentent respectivement, la variation du rapport cyclique, le courant magnétisant, la tension de sortie, la composante basse fréquence du courant d'entrée et son spectre harmonique (simulés sur Gentiane [Gerbaud 96] et Pspice [MicroSim 96]). Ces résultats sont obtenus avec les paramètres suivants :

Inductance magnétisante : L_1=2mH,

Rapport de transformation : m=0.5,

Fréquence de découpage : F_d=50kHz,

Capacité du condensateur de sortie : C_o= 7mF (dimensionnée pour avoir une ondulation de 1% sous 48V).

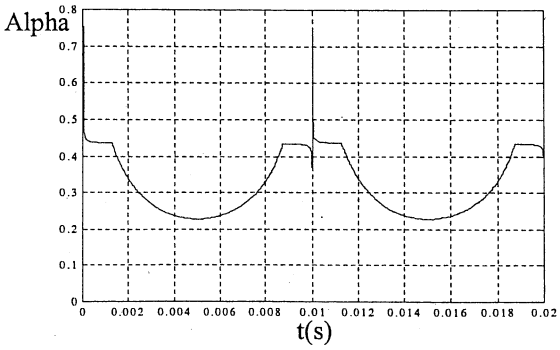


Figure 21 : Allure du rapport cyclique en conduction mixte

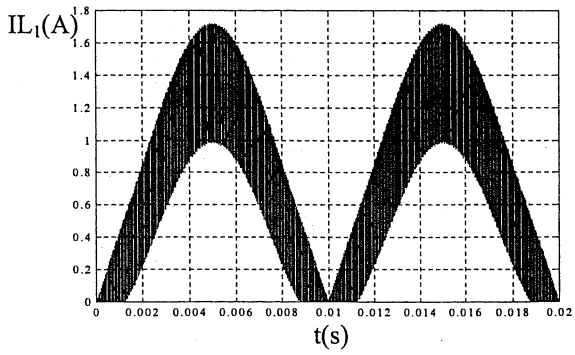


Figure 22 : Courant magnétisant

Nous remarquons que le rapport cyclique est pratiquement constant au voisinage de zéro de la tension d'alimentation puisque la conduction est discontinue, puis il décroît pour atteindre une valeur minimale au sommet de la sinusoïde.

Cette variation du rapport cyclique se traduit sur l'allure du courant magnétisant par une conduction discontinue au voisinage de zéro et une conduction continue sur le reste de la période basse fréquence.

La tension aux bornes du condensateur de sortie, présentée sur la figure 23 ci-dessous oscille autour de la valeur prévue (48V) avec une ondulation de 1%.

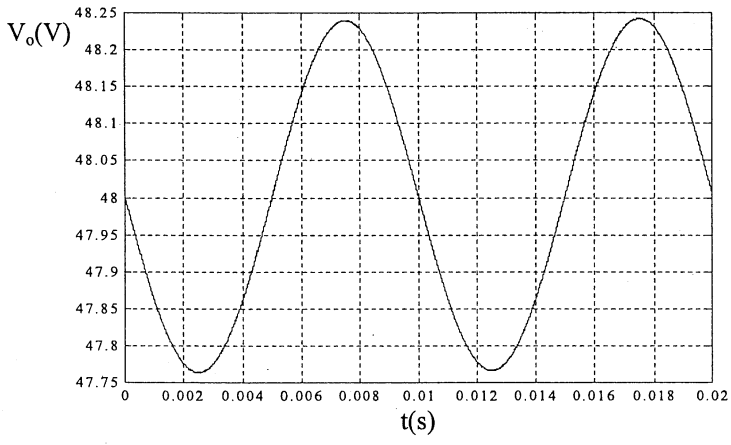


***Figure 23** : Tension de sortie*

D'après les figures 24 et 25, nous constatons que le courant d'entrée est sinusoïdal et que ses harmoniques sont largement inférieures à celles admissibles par la norme basse fréquence EN 61000-3-2, classe D.

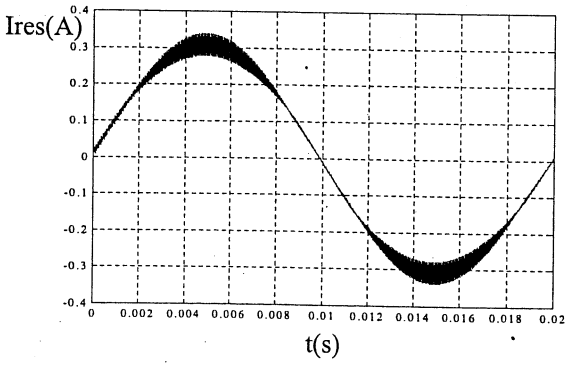


Figure 24 : Courant d'entrée filtré

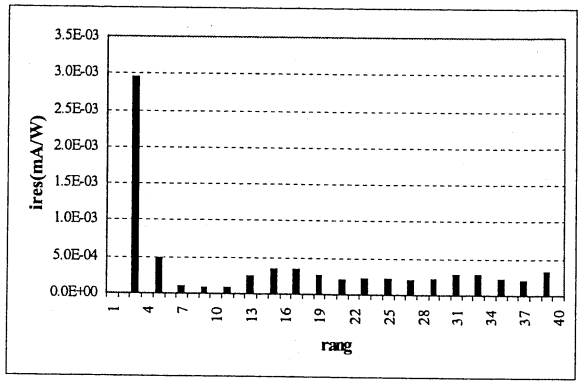


Figure 25 : Spectre du courant d'entrée filtré

Notons dans ce cas que le taux de distorsion harmonique est TDH = 0.0005 et que le facteur de puissance est pratiquement unitaire (Fp=0.99).

Nous présentons dans le tableau ci-dessous les différentes contraintes sur les semiconducteurs.

	L'interrupteur S	La diode D
Vmax(V)	421	210.5
Imax(A)	1.71	3.44
Ieff(A)	0.44	1.51
Imoy(A)	0.2	1.04

Tableau 4 : Les contraintes sur les semiconducteurs en conduction mixte

Nous constatons que les contraintes de tension sont les mêmes que celles de la conduction discontinue. En revanche, les contraintes maximales en courant sont moins importantes. Du point de vue volume, la valeur de l'inductance magnétisante est plus grande dans ce mode de conduction comparée à celle en conduction discontinue mais elle est plus faible que celle nécessaire en conduction continue, ce qui montre l'intérêt de la conduction mixte (compromis entre le volume du circuit magnétique et les contraintes maximales en courant).

8. Résultats de mesure en conduction mixte

Pour valider la commande mixte, un prototype de la structure flyback en mode de fonctionnement mixte est réalisé (figure 26).

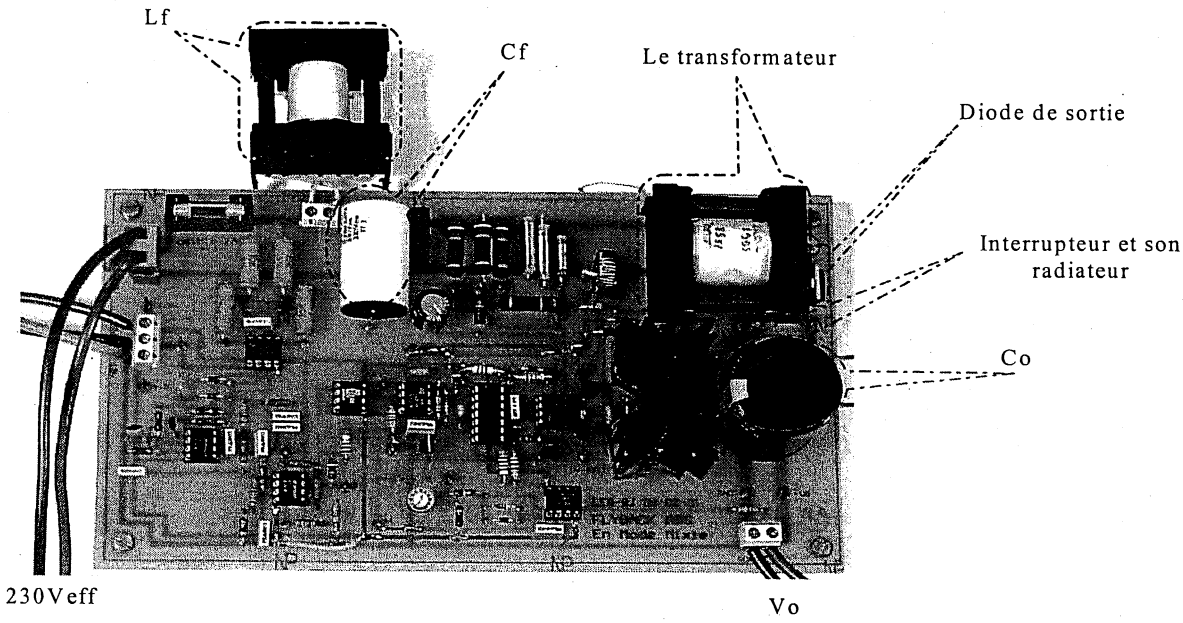


Figure 26 : Le banc de mesure en conduction mixte

Les formes d'ondes ci-dessous sont relevées pour les paramètres suivants : F_d=50kHz, L_1=2mH, m=0.5, C_o=6.8mF, L_f=2mH et C_f=0.22µF.

Les figures 27 et 28 présentent les courants au primaire et au secondaire du transformateur sur des périodes haute fréquence au voisinage de zéro de la tension d'alimentation. D'après ces courbes nous constatons que la conduction est discontinue au voisinage de zéro.

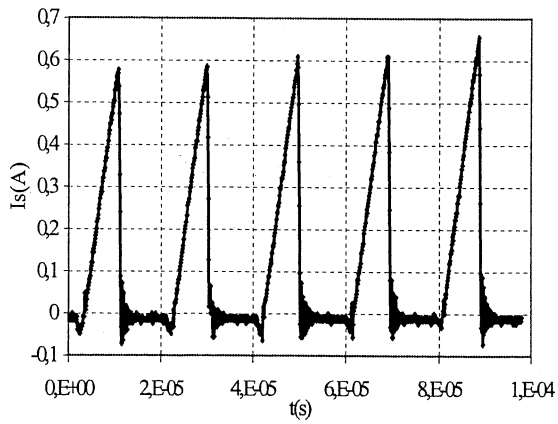


Figure 27 : Courant primaire au voisinage de zéro

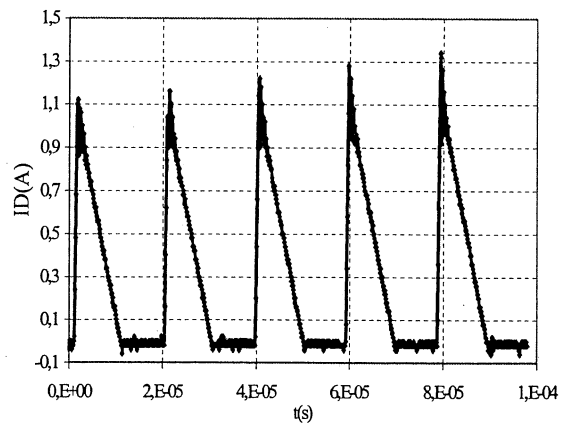


Figure 28 : Courant secondaire au voisinage de zéro

Pour savoir si la conduction devient continue sur le reste de la période basse fréquence, nous avons relevé les courants primaire et secondaire sur des périodes haute fréquence au voisinage du sommet de la tension d'alimentation (au voisinage du quart de la période basse fréquence) (figure 29 et 30). Ces relevés montrent que le courant commuté à

l'instant d'amorçage de l'interrupteur n'est pas nul et que le courant dans la diode ne s'annule pas à la fin de la période de découpage. Cela confirme que le fonctionnement n'est plus discontinu au voisinage de sommet de la tension d'alimentation. Ainsi les deux modes de fonctionnement, discontinu et continu, apparaissent sur la période basse fréquence.

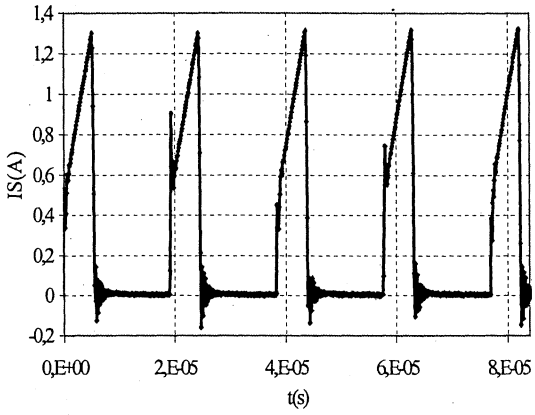


Figure 29 : Courant primaire au voisinage du sommet

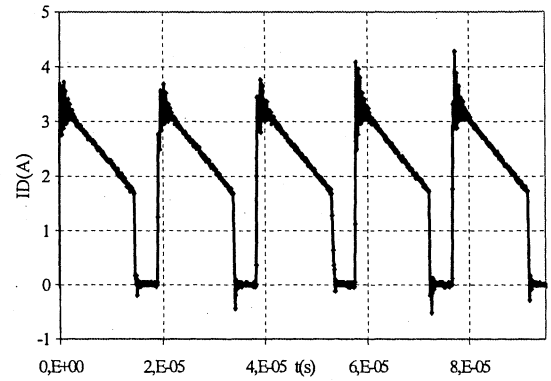


Figure 30 : Courant secondaire au voisinage du sommet

Les figures 31 et 32 présentent le courant absorbé côté réseau et son spectre harmonique comparé à la norme basse fréquence en considération (EN 61000-3-2 classe D), nous constatons que cette norme est largement respectée, le facteur de puissance dans ce cas est pratiquement unitaire Fp=0.99. Par ailleurs, le courant d'entrée est sinusoïdal en phase avec la tension d'alimentation, ainsi l'absorption sinusoïdale est vérifiée.

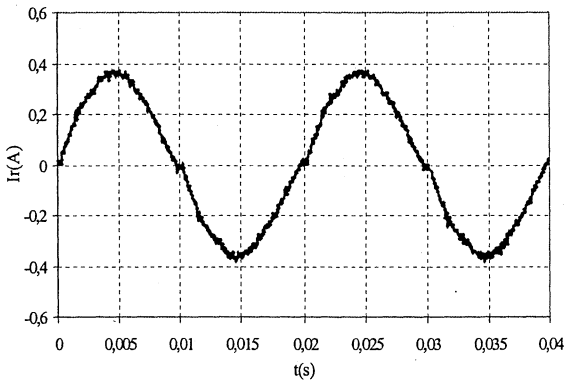


Figure 31 : Courant d'entrée mesuré

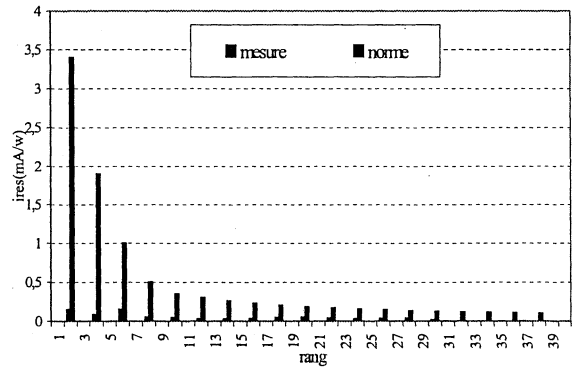


Figure 32 : Spectre mesuré du courant d'entrée

Notons que l'asservissement mis en œuvre est celui décrit dans le paragraphe 7 précédent. Afin de se synchroniser sur le secteur, un signal de référence est réalisé (figure 33) en détectant le passage par zéro de la tension d'alimentation.

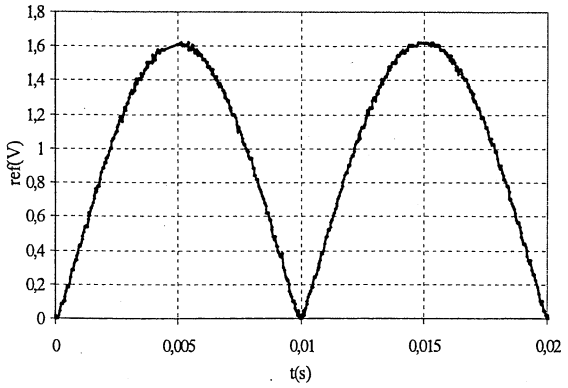


Figure 33 : Tension de référence à l'entrée de l'intégrateur

La figure 34 présente la tension aux bornes de la charge du flyback. Nous remarquons qu'elle oscille autour de 48V avec une ondulation de 1% comme le montre la figure 35.

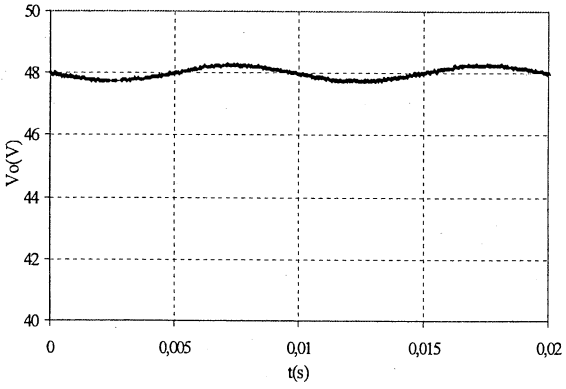


Figure 34 : Tension de sortie mesurée

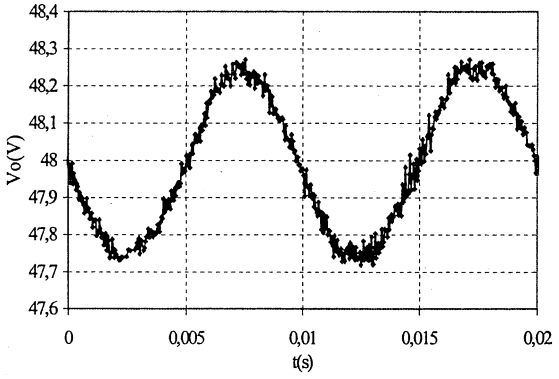


Figure 35 : Ondulation de la tension de sortie

9. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons étudié le fonctionnement de la structure flyback en absorption sinusoïdale. Le choix de cette structure nous a été dicté par la volonté d'effectuer une approche d'optimisation la plus générale possible : étude des performances en double échelle de temps (absorption sinusoïdale en basse fréquence et perturbations CEM en haute fréquence), tenir compte des pertes dans différents composants (transformateur, inductance, condensateur, semiconducteur) ainsi que l'évaluation de volume des éléments passifs. Par ailleurs, cette structure est imposée pour l'intérêt qu'elle présente dans la réalisation de la conversion alternatif continu entre deux sources de tension (structure mono interrupteur, isolation galvanique).

Après avoir présenté la structure flyback, nous l'avons analysée en conduction continue et en conduction discontinue. Cette analyse nous a montré que le circuit magnétique du transformateur est plus volumineux en conduction continue qu'en conduction discontinue. En revanche, les contraintes maximales en courant dans les semiconducteurs sont plus

importantes en conduction discontinue qu'en conduction continue. Pour bénéficier des avantages de chacune de ces deux conductions, nous avons présenté une commande mixte pour laquelle les deux modes de conduction (discontinu et continu) apparaissent sur la période basse fréquence. Nous avons montré que cette commande est un bon compromis entre le volume du transformateur et les contraintes maximales en courant dans l'interrupteur et dans la diode. Les alimentations réalisées en conduction discontinue et en conduction mixte ont permis de valider les résultats de simulation.

Disposant d'une commande qui offre au préalable un compromis entre le volume du transformateur et les contraintes en courant, l'objectif des prochains chapitres de ce travail est d'optimiser la structure flyback en mode de fonctionnement mixte.

Chapitre 2

Modèles analytiques de la structure Flyback en vue de dimensionnement et de l'optimisation

1. INTRODUCTION **28**

2. MODÈLES ANALYTIQUES DE LA STRUCTURE FLYBACK EN CONDUCTION MIXTE **29**

2.1 MODÈLE ANALYTIQUE DÉCRIVANT LES VARIATIONS DU RAPPORT CYCLIQUE ALPHA (α) 29

2.2 ESTIMATION ANALYTIQUE DES CONTRAINTES SUR LES VALEURS MAXIMALES ET EFFICACES EN COURANT DANS L'INTERRUPTEUR ET LA DIODE 31

2.2.1 Estimation des contraintes maximales en courant *31*

2.2.2 Estimation des valeurs efficaces en courant *32*

2.2.2.1 Valeurs efficaces du courant dans l'interrupteur *32*

2.2.2.2 Valeurs efficaces du courant dans la diode *34*

2.2.2.3 Contraintes sur les valeurs efficaces des courants dans les condensateurs d'entrée et de sortie *37*

2.3 MODÈLE ANALYTIQUE DU BRUIT DIFFÉRENTIEL 38

2.3.1 Les performances CEM *38*

2.3.2 Estimation analytique du spectre du courant au primaire du transformateur en conduction mixte *40*

2.3.3 Estimation du bruit différentiel *43*

2.4 VOLUMES DES ÉLÉMENTS BOBINÉS 45

2.4.1 Volume du transformateur *45*

2.4.2. Volume de l'inductance Lf du filtre d'entrée *48*

2.4.3 Volume du condensateur du filtre d'entrée *49*

Conclusion sur le modèle de volume des éléments passifs *50*

2.5 LES PERTES DANS LES SEMICONDUCTEURS 51

2.5.1 Les pertes par conduction *51*

2.5.2 Les pertes par commutation *53*

2.6 LES PERTES DANS LES CONDENSATEURS DES FILTRES D'ENTRÉE ET DE SORTIE 58

Conclusion sur les modèles de pertes *59*

3. CONCLUSION **59**

1. Introduction

A l'heure actuelle, les outils informatiques sont considérablement développés, ce qui permet de résoudre beaucoup de problèmes dans le domaine du Génie Electrique. Les logiciels spécifiques de type Pspice, Simplorer et Saber sont des moyens efficaces pour l'étude temporelle du comportement des structures simples. Cependant si ces structures possèdent une entrée alternative basse fréquence et un découpage haute fréquence -ce que nous appelons la double échelle de temps- la simulation temporelle devient pénible et coûteuse en temps de calcul et taille mémoire. L'étude des performances CEM s'avère également difficile du fait des constantes de temps du RSIL qui viennent pénaliser de plus la simulation [Popescu 97], [Costa 98], [Crebier 99/1], [Andersen 97]. D'autre part, dans les procédures de dimensionnement et d'optimisation, où nous cherchons à avoir des résultats dans un temps le plus court possible, la simulation temporelle devient une problématique. Pour cela, les efforts des chercheurs dans ce domaine se sont orientés vers le développement de modèles et d'outils performants, rapides du point de vue du temps de résolution, et qui peuvent être -avec une précision moindre- un palliatif efficace à la simulation temporelle. C'est dans ce contexte que nous présentons des modèles analytiques visant à effectuer l'optimisation dans de bonnes conditions.

La commande mixte présentée dans le premier chapitre permet un fonctionnement en absorption sinusoïdale de la structure flyback. Par ailleurs, elle présente un compromis entre le volume du transformateur (le volume dominant dans la structure) et les contraintes maximales en courant. Dans le but de formuler une démarche de dimensionnement et d'optimisation de la structure flyback étudiée en mode de fonctionnement mixte, nous élaborons dans le présent chapitre des modèles tenant compte des différents aspects liés au bon fonctionnement de cette structure : absorption sinusoïdale, performances CEM, volumes des éléments passifs et pertes.

Dans un premier temps, nous traduisons la commande à l'aide de formulations analytiques afin de les exploiter, par la suite, dans le développement d'un modèle des contraintes maximales et efficaces en courant et d'un modèle de volumes des composants passifs. Ce dernier va définir la fonction objectif à minimiser (le volume total). Pour respecter les normes haute fréquence et contraindre les pertes dissipées dans la structure, nous allons décrire un modèle du bruit différentiel et des modèles évaluant les pertes dans les semiconducteurs et dans les condensateurs des filtres d'entrée et de sortie.

2. Modèles analytiques de la structure Flyback en conduction mixte

La structure flyback que nous cherchons à optimiser –afin de respecter les normes basse et haute fréquence, de minimiser les pertes et essentiellement le volume- est une structure de conversion alternatif continu, caractérisée donc par la double échelle de temps et qui fonctionne à des fréquences de découpage relativement élevées $\geq 20kHz$. En plus de ces contraintes partagées avec la plupart des structures d'électronique de puissance, la commande en conduction mixte du flyback étudié, basée sur l'asservissement en temps réel de la valeur moyenne du courant d'entrée à une référence sinusoïdale, va compliquer de plus une démarche d'optimisation utilisant la simulation temporelle.

Afin de s'affranchir de la simulation temporelle, nous proposons dans cette partie des modèles analytiques de la structure flyback en conduction mixte en vue du dimensionnement et de l'optimisation [Larouci 00/1]. Ces modèles sont validés par la simulation Pspice [MicroSim 96] et Gentiane [Gerbaud 96].

2.1 Modèle analytique décrivant les variations du rapport cyclique alpha (α)

L'allure du rapport cyclique α obtenue par la simulation du flyback en conduction mixte (figure 21 du premier chapitre), montre qu'il est pratiquement constant en conduction discontinue et qu'il est variable en conduction continue. Il atteint son minimum au sommet de la sinusoïde. Ce minimum correspond à la valeur du rapport cyclique limite entre la conduction discontinue et la conduction continue. Nous cherchons donc une expression analytique traduisant les variations de la commande de l'interrupteur sur une période basse fréquence.

Nous avons trouvé qu'en conduction discontinue, la puissance en sortie du flyback varie en fonction du rapport cyclique alpha que nous rappelons ici son expression :

$$P_o = \frac{\alpha^2 \cdot V_{max}^2}{4 \cdot L_1 \cdot F_d} \tag{1}$$

Nous déduisons donc que le rapport cyclique, en conduction discontinue, prend la valeur constante définie par la relation 2 ci-dessous.

$$\alpha_{cd} = \frac{2}{V_{max}} \cdot \sqrt{L_1 \cdot F_d \cdot P_o} \tag{2}$$

En conduction continue et d'après l'analyse effectuée au premier chapitre, le rapport cyclique α varie, sur la période basse fréquence, comme suit :

$$\alpha_{cc}(\theta) = \frac{V_o}{V_o + m \cdot V_{max} \cdot |\sin(\theta)|} \tag{3}$$

$\theta = \omega \cdot t$,

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot F_r$,

F_r étant la fréquence du réseau.

Donc sur une période basse fréquence, le rapport cyclique varie comme suit :

$\alpha(\theta) = \alpha_{cd} = \frac{2}{V_{max}} \cdot \sqrt{L_1 \cdot F_d \cdot P_o}$ en conduction discontinue,

$\alpha(\theta) = \alpha_{cc}(\theta) = \frac{V_o}{V_o + m \cdot V_{max} \cdot |\sin(\theta)|}$ en conduction continue.

L'instant (*t1*) du passage de la conduction discontinue à la conduction continue est la solution de l'équation $\alpha_{cc}(\omega \cdot t1) = \alpha_{cd}$.

Nous déduisons que :

$$t1 = \frac{1}{\omega} \cdot \arcsin\left(\frac{V_o \cdot (1 - \alpha_{cd})}{\alpha_{cd} \cdot m \cdot V_{max}}\right) \tag{4}$$

L'instant (t2) du passage de la conduction continue à la conduction discontinue est déduit de t1 comme suit : $t2 = \frac{Tr}{2} - t1$, Tr étant la période réseau.

Pour valider nos formules analytiques estimant la variation du rapport cyclique α sur une période basse fréquence, nous superposons sur la figure 1.a les deux allures de α, celle obtenue par simulation (Gentiane, Pspice) et celle estimée analytiquement. Les paramètres utilisés sont les mêmes que ceux qui ont servi pour la simulation en conduction mixte présentée dans le premier chapitre.

Nous constatons que le rapport cyclique est bien estimé (superposition parfaite des courbes simulée et estimée sauf au voisinage de zéro). La figure 1.b présentant l'écart entre la simulation et la formule analytique confirme ce que nous venons de dire.

Nous montrerons, dans la suite, que la différence au voisinage de zéro n'a aucune influence sur l'estimation du spectre et des différentes contraintes.

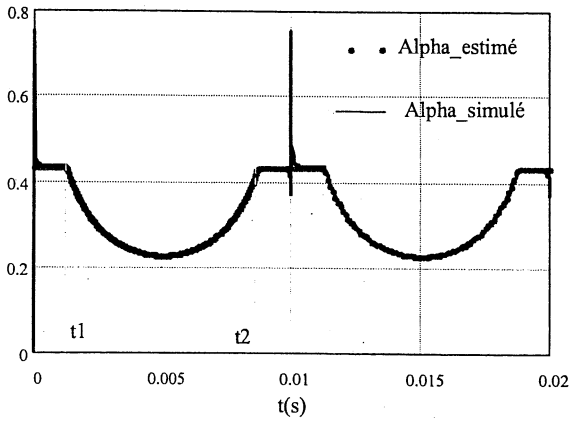


Figure 1.a : Allures du rapport cyclique, estimée analytiquement et simulée

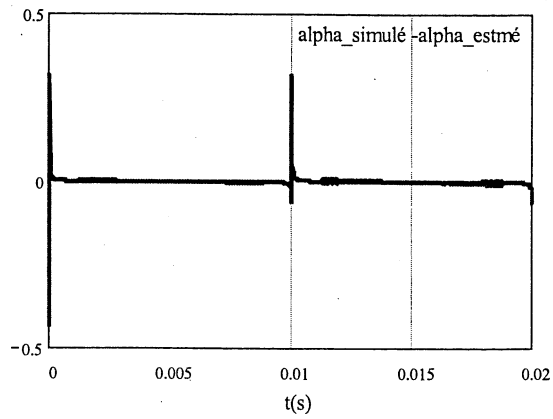


Figure 1.b : La différence entre le rapport cyclique estimé analytiquement et simulé

Disposant des expressions analytiques décrivant les variations du rapport cyclique sur une période basse fréquence, nous allons développer les modèles analytiques liés aux différentes contraintes en courant, aux performances CEM, aux volumes des éléments bobinés, aux pertes dans les éléments passifs et dans les semiconducteurs.

2.2 Estimation analytique des contraintes sur les valeurs maximales et efficaces en courant dans l'interrupteur et la diode

Dans cette partie, nous cherchons à évaluer les contraintes maximales et efficaces en courant dans l'interrupteur et la diode. Ces contraintes seront utilisées pour calculer les volumes des composants magnétiques et évaluer les pertes dans les semiconducteurs et dans les éléments passifs (transformateur, inductance et condensateur). Nous rappelons que le but recherché est de proposer des modèles analytiques de la structure flyback en conduction mixte en vue de dimensionnement et de l'optimisation.

2.2.1 Estimation des contraintes maximales en courant

L'analyse de fonctionnement du flyback en modes discontinu et continu, élaborée dans le premier chapitre, nous a montré que la valeur maximale du courant dans l'interrupteur s'exprime comme suit :

$$I_{Smax} = \frac{V_{red} \cdot \alpha \cdot T_d}{L_1} \quad \text{en conduction discontinue,}$$

$$I_{Smax} = I_{Smoy} + \frac{\Delta I_S}{2} = \frac{m \cdot \alpha}{1-\alpha} \cdot I_o + \frac{V_{red} \cdot \alpha \cdot T_d}{2 \cdot L_1} \quad \text{en conduction continue.}$$

Sachant qu'au sommet de la sinusoïde la conduction est continue, la valeur maximale du courant dans l'interrupteur (sur une période basse fréquence) est la valeur maximale du courant primaire en conduction continue.

Etant donné que la valeur moyenne du courant d'entrée est asservie à une référence sinusoïdale d'amplitude Imax, le courant moyen dans l'interrupteur est: $I_{Smoy}(t) = I_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t)$.

Connaissant les variations du rapport cyclique α en conduction continue, nous déduisons que la valeur maximale du courant dans l'interrupteur s'exprime par la relation 5 ci-dessous.

$$I_{Smax} = I_{max} + \frac{V_{max}}{2 \cdot L_1 \cdot F_d} \cdot \frac{1}{1 + \frac{m \cdot V_{max}}{V_o}} \qquad (5)$$

Le courant maximal dans la diode est relié à celui dans l'interrupteur par le biais du rapport de transformation du transformateur : $I_{Dmax} = \frac{I_{Smax}}{m}$.

2.2.2 Estimation des valeurs efficaces en courant

L'idée est de calculer la valeur efficace du courant sur une période haute fréquence, puis déduire de cette valeur, la contrainte efficace en basse fréquence.

2.2.2.1 Valeurs efficaces du courant dans l'interrupteur

Nous rappelons sur les figures 2.a et 2.b les formes d'ondes des courants primaire et secondaire (sur une période haute fréquence) en conduction mixte. I_{Smoy} et I_{Dmoy} étant, respectivement, les valeurs moyennes des courants primaire et secondaire sur une période haute fréquence.

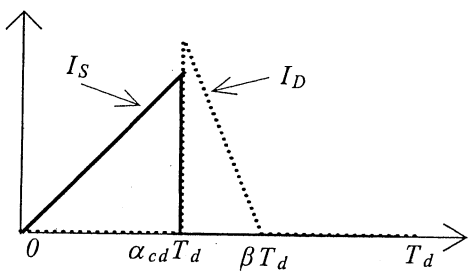


Figure 2.a : formes de courants en conduction discontinue

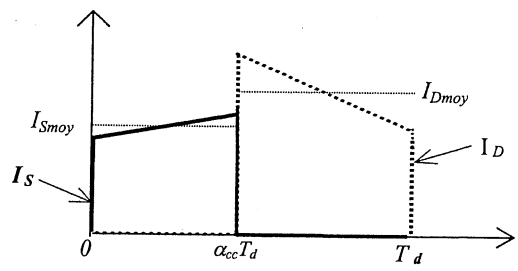


Figure 2.b : formes de courants en conduction continue

A partir de ces formes d'ondes, nous pouvons exprimer la valeur efficace I_{Seff_HF} du courant dans l'interrupteur en haute fréquence. Nous trouvons :

$I_{Seff_HF} = \sqrt{\frac{\alpha_{cd}^{3}}{3} \cdot \frac{V_{red}}{L_1 \cdot F_d}}$ en conduction discontinue,

$I_{Seff_HF} = \sqrt{\alpha_{cc}} \cdot IL_{1moy}$ en conduction continue. En supposant que $I_S = IL_{1moy}$ sur toute la période haute fréquence. Cette hypothèse est valable si l'ondulation du courant magnétisant est faible. Par conséquent, elle peut introduire une erreur sur la valeur efficace si l'ondulation de ce courant est importante. Cependant, la valeur moyenne est estimée, dans ce cas, sans erreur.

La valeur efficace du courant primaire I_{Seff}, en basse fréquence, est déduite de I_{Seff_HF} en tenant compte du type de la conduction (discontinue ou continue) sur une période basse fréquence.

Sachant que :

$$V_{red}(\theta = V_{max} \cdot |\sin(\theta)|$$

$$IL_{1moy}(\theta) = \frac{I_{max}}{\alpha_{cc}(\theta)} \cdot \sin(\theta)$$

Nous aboutissons à :

$$I_{Seff} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot (I_{Seff_cd}^2 + I_{Seff_cc}^2)} \qquad (6)$$

$$\text{vec} : I_{Seff_cd}^2 = \frac{\alpha_{cd}^{3} \cdot V_{max}^2}{6 \cdot L_1^{2} \cdot F_d^{2}} \cdot \left[\theta_1 - \frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cdot \theta_1)\right]$$

$$I_{Seff_cc}^2 = I_{max}^2 \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \theta_1\right) + \frac{1}{4} \cdot \sin(2 \cdot \theta_1) + \frac{m \cdot V_{max}}{V_o} \cdot \left[\cos(\theta_1) - \frac{1}{3} \cdot \cos(\theta_1)^3\right]\right]$$

$$\theta_1 = 2 \cdot \pi \cdot Fr \cdot t1$$

Rappelons que *t1* est l'instant du passage de la conduction discontinue à la conduction continue.

Fr est la fréquence du réseau.

2.2.2.2 Valeurs efficaces du courant dans la diode

Le raisonnement est tout à fait identique au précédent. A partir des formes d'ondes de courant secondaire (rappelées sur les figures 2.a et 2.b), la valeur efficace du courant dans la diode I_{Deff_HF}, sur une période haute fréquence, s'exprime comme suit :

$$I_{Deff_cd} = \sqrt{\frac{\alpha_{cd}^{\ 3} \cdot V_{max}^3 \cdot \sin(\omega \cdot t)^3}{3 \cdot m \cdot L_1^{\ 2} \cdot F_d^{\ 2} \cdot V_o}} \quad \text{en conduction discontinue,}$$

$$I_{Deff_cc} = \frac{\sqrt{1-\alpha_{cc}}}{m \cdot \alpha_{cc}} \cdot I_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \text{en conduction continue.}$$

Ainsi la valeur efficace en basse fréquence est donnée par :

$$I_{Deff} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot (I_{Deff_cd}^2 + I_{Deff_cc}^2)} \tag{7}$$

$$\text{Avec : } I_{Deff_cd}^2 = \frac{\alpha_{cd}^{\ 3} \cdot V_{max}^3}{9 \cdot m \cdot L_1^{\ 2} \cdot F_d^{\ 2} \cdot V_o} \cdot \left[2 - 3 \cdot \cos(\theta_1) + \cos(\theta_1)^3\right]$$

$$I_{Deff_cc}^2 = \frac{I_{max}^2 \cdot V_{max}}{m \cdot V_o} \cdot \left[\cos(\theta_1) - \frac{1}{3} \cdot \cos(\theta_1)^3 + \frac{m \cdot V_{max}}{16 \cdot V_o} \cdot \left[3 \cdot \pi - 6 \cdot \theta_1 - 4 \cdot \sin(2 \cdot \theta_1) - \frac{1}{2} \cdot \sin(4 \cdot \theta_1)\right]\right]$$

Pour valider ces formules analytiques estimant les contraintes maximales et efficaces en courant dans l'interrupteur et dans la diode, nous allons comparer leurs résultats avec ceux obtenus par la simulation.

Nous superposons sur les figures (3.*.*) les résultats analytiques et de simulation des valeurs maximales et efficaces de courants dans l'interrupteur et la diode, en fonction des principaux paramètres de l'optimisation (l'inductance magnétisante : *Lm*, le rapport de transformation du transformateur : *m* et la fréquence de découpage : *Fd*).

Les figures 3.a.1 et 3.a.2 présentent les variations de $I_{1max}=I_{Smax}$, $I_{2max}=I_{Dmax}$, $I_{1eff}=I_{Seff}$ et $I_{2eff}=I_{Deff}$ (calculés analytiquement et simulés) en fonction de L_1 pour $m=0.5$ et $F_d=50$ *kHz*.

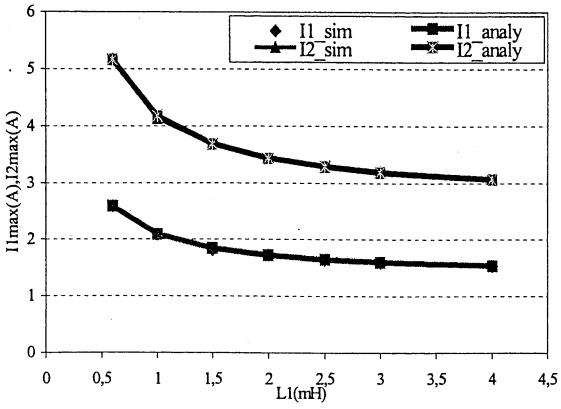


Figure 3.a.1 : contraintes maximales en courant, calculées analytiquement et simulées pour m=0.5 et F_d=50 kHz

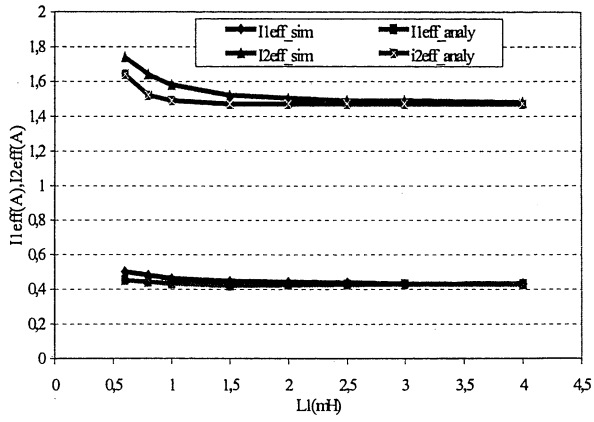


Figure 3.a.2 : contraintes efficaces en courant, calculées analytiquement et simulées pour Lm=0.5 et F_d=50 kHz

Nous constatons que les contraintes maximales diminuent lorsque *Lm* augmente, tandis que les contraintes efficaces sont pratiquement constantes pour L_1 relativement élevée. Par ailleurs, les contraintes maximales sont bien estimées (superposition parfaite des courbes calculée et simulée). Pour ce qui est des contraintes efficaces, les formules analytiques donnent des résultats relativement différents de la simulation (écart de 6%) lorsque l'instant (*t1*) du passage de la conduction discontinue à la conduction continue est proche du quart de la période réseau (*Tr/4*). Autrement dit, lorsque la durée de la conduction discontinue est très importante devant celle de la conduction continue, cela est dû aux hypothèses faites en évaluant les formules analytiques (non prise en compte de l'ondulation du courant).

Les figures 3.b.1 et 3.b.2 montrent les variations des contraintes maximales et efficaces, estimées analytiquement et simulées, en fonction de *m* pour L_1=2 *mH* et F_d=50 *kHz*.

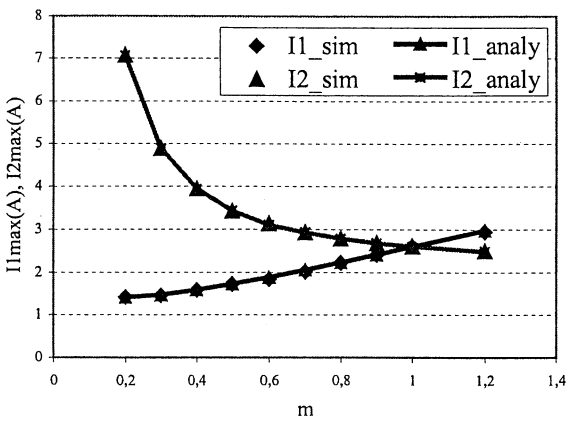


Figure 3.b.1 : contraintes maximales en courant, calculées analytiquement et simulées pour L_1=2 mH et F_d=50 kHz

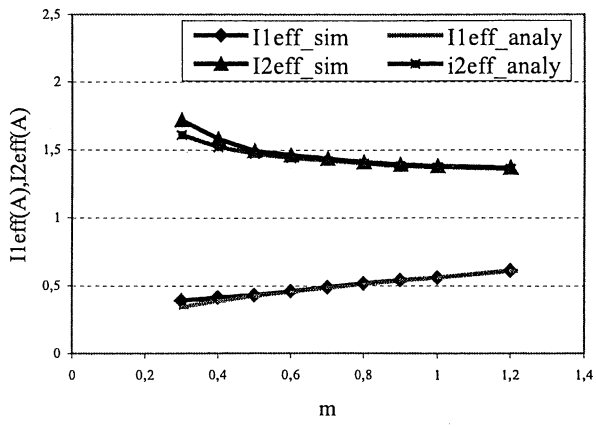


Figure 3.b.2 : contraintes efficaces en courant, calculées analytiquement et simulées pour L_1=2 mH et F_d=50 kHz

Nous remarquons que la valeur maximale du courant primaire augmente lorsque m augmente. En revanche, la valeur maximale du courant secondaire diminue, car elle est liée à celle du primaire par le biais du rapport de transformation m avec une proportionnalité inverse.

D'après la figure 3.b.2, nous constatons que les contraintes efficaces sont peu sensibles à la variation du m.

Les figures 3.c.1 et 3.c.2 ci-dessous présentent la superposition des contraintes maximales et efficaces, analytiques et simulées, en fonction de la fréquence de découpage F_d pour $L_1=2\ mH$ et $m=0.5$.

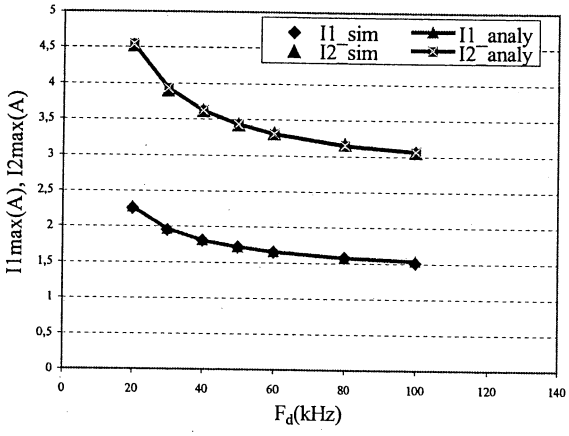


Figure 3.c.1 : contraintes maximales en courant, calculées analytiquement et simulées pour L_1=2 mH et m=0.5

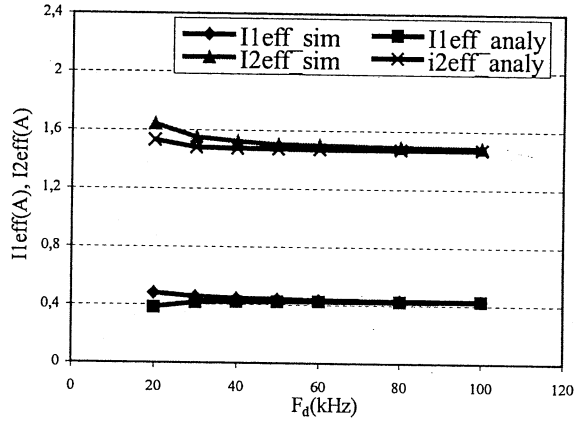


Figure 3.c.2 : contraintes efficaces en courant, calculées analytiquement et simulées pour L_1=2 mH et m=0.5

Nous remarquons que les contraintes maximales sont inversement proportionnelles à la fréquence de découpage à L_1 et m fixes, tandis que les contraintes efficaces sont pratiquement insensibles à la variation de F_d.

D'après les comparaisons de ces formules analytiques avec la simulation, en fonction des principaux paramètres de l'optimisation, nous constatons que les contraintes maximales sont bien estimées. Pour ce qui est des contraintes efficaces, l'estimation est d'autant meilleure que la durée de la conduction continue est importante.

Ce calcul des contraintes va nous servir pour l'évaluation de volume des composants passifs et pour l'estimation des pertes dans les semiconducteurs.

2.2.2.3 Contraintes sur les valeurs efficaces des courants dans les condensateurs d'entrée et de sortie

Nous avons adopté le même raisonnement pour estimer les valeurs efficaces des courants dans le condensateur C_f du filtre d'entrée et dans le condensateur C_o de sortie. Connaissant les formes d'ondes des courants primaire et secondaire et en négligeant l'ondulation du courant de charge, nous aboutissons aux formulations suivantes :

- Pour le condensateur Cf du filtre d'entrée :

$$I_{Cf_eff} = \sqrt{\frac{2}{\pi}\cdot(I^2_{Cf_eff_cd} + I^2_{Cf_eff_cc})} \tag{8}$$

$$\text{Avec : } I^2_{Cf_eff_cd} = \left(\frac{\alpha_{cd}{}^3 \cdot V^2_{max}}{3\cdot L_1{}^2 \cdot F_d{}^2} - \frac{V_{max}\cdot I_{max}\cdot \alpha_{cd}{}^2}{L_1 \cdot F_d} + I_{max}\right)\cdot\left(\frac{\theta_1}{2} - \frac{\sin(2\cdot\theta_1)}{4}\right)$$

$$I^2_{Cf_eff_cc} = \frac{I^2_{max}\cdot m\cdot V_{max}}{V_o}\cdot\left(\cos(\theta_1) - \frac{\sin(3\cdot\theta_1)^3}{3}\right)$$

- Pour le condensateur C_o du filtre de sortie :

$$I_{Co_eff} = \sqrt{\frac{2}{\pi}\cdot(I^2_{Co_eff_cd} + I^2_{Co_eff_cc})} \tag{9}$$

Avec :

$$I^2_{Co_eff_cd} = \left(\frac{\alpha_{cd}{}^3 \cdot V^3_{max}}{3\cdot m\cdot V_o \cdot L_1{}^2 \cdot F_d{}^2}\right)\cdot\left(\frac{\cos(\theta_1)^3}{3} - \cos(\theta_1) + \frac{2}{3}\right) +$$
$$\left(\frac{1}{m^2\cdot L_1{}^2\cdot F_d{}^2} - \frac{I_o}{L_1\cdot F_d\cdot V_o}\right)\cdot\left(\frac{\theta_1}{2} - \frac{\sin(2\cdot\theta_1)}{4}\right)\cdot V^2_{max}\cdot\alpha_{cd}{}^2 + \theta_1\cdot I_o{}^2$$

$$I^2_{Co_eff_cc} = \left(\frac{I_{max}\cdot V_{max}}{V_o}\right)^2\cdot\left(\frac{-\sin(4\cdot\theta_1)}{32} + \frac{\sin(2\cdot\theta_1)}{4} - \frac{3\cdot\theta_1}{8} + \frac{3\cdot\pi}{16}\right) + \frac{I^2_{max}\cdot V_{max}}{m\cdot V_o}\cdot\left(\frac{-\cos(\theta_1)^3}{3} + \cos(\theta_1)\right) -$$
$$\frac{I_o\cdot I_{max}\cdot V_{max}}{V_o}\cdot\left(\frac{\sin(2\cdot\theta_1)}{2} - \theta_1 + \frac{\pi}{2}\right) + I_o{}^2\cdot\left(\frac{\pi}{2} - \theta_1\right)$$

Les figures 3.d.1 et 3.d.2 présentent les variations des valeurs efficaces des courants dans les condensateurs C_f du filtre d'entrée et C_o du filtre de sortie estimées analytiquement et simulées en fonction du rapport de transformation.

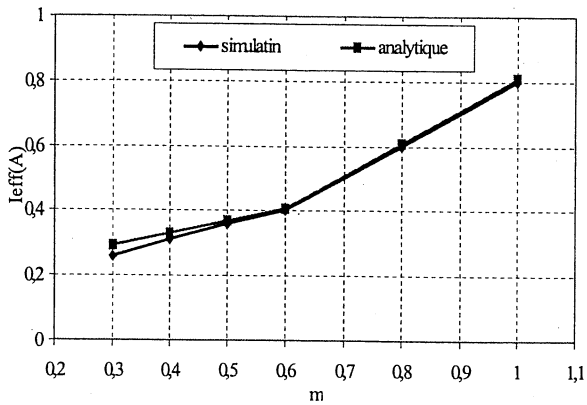


Figure 3.d.1 : Valeurs efficaces du courant dans C_f, calculées analytiquement et simulées pour L_1=2 mH et F_d=50 kHz

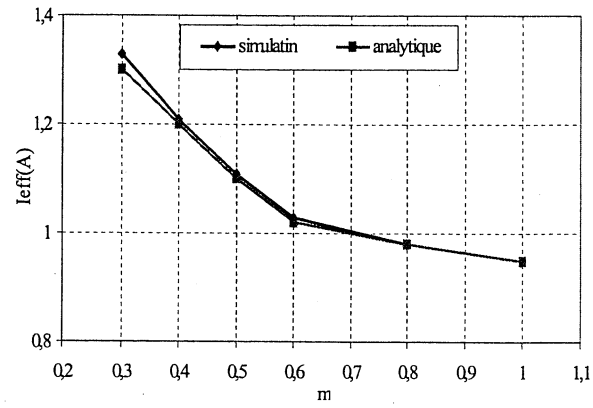


Figure 3.d.2 : Valeurs efficaces du courant dans C_o, calculées analytiquement et simulées pour L_1=2 mH et F_d=50 kHz

D'après ces courbes, nous constatons que ces contraintes sont bien estimées (erreur maximale de 7%). Notons que l'estimation de ces valeurs efficaces en fonction de la fréquence de découpage et de l'inductance magnétisante mène, pratiquement, au même écart relative. Cette estimation analytique sera utilisée, dans la suite, pour évaluer les pertes dans les condensateurs d'entrée et de sortie C_f et C_o.

2.3 Modèle analytique du bruit différentiel

Dans une démarche d'optimisation telle que nous l'envisageons, le mode commun n'est pas contraignant car il est lié à la réalisation technologique et non pas au choix des éléments de la structure. En outre, le filtre du mode commun influe peu sur le volume total de la structure. Ainsi, nous allons nous intéresser au bruit différentiel seulement.

2.3.1 Les performances CEM

Ces derniers temps, l'utilisation des convertisseurs de puissance dans les différents domaines industriels s'amplifie. Malheureusement, cette croissance engendre à la fois une pollution basse fréquence (injection d'harmoniques au réseau) et des perturbations électromagnétiques dues à la multiplication des sources perturbatrices qui empêchent le bon fonctionnement des dispositifs connectés au réseau. Afin de limiter le taux d'harmonique injecté au réseau en basse fréquence et le taux d'émission des perturbations haute fréquence, la communauté internationale impose aux équipements d'électronique de puissance de respecter des normes basse et haute fréquence assurant leurs compatibilité avec l'environnement dans de bonnes conditions.

Les normes haute fréquence en particulier, qui nous intéressent dans ce paragraphe, décrivent les contraintes et la manière d'évaluer les performances du point de vue compatibilité électromagnétique, à savoir le type des perturbations (conduites ou rayonnées). En effet, nous parlons des perturbations conduites si entre la source de perturbation et la charge (victime) il circule des courants électriques, et des perturbations rayonnées si le couplage entre la source et la victime se fait par un champ électromagnétique.

Dans notre étude nous nous intéressons aux perturbations conduites. Tenant compte des chemins de propagation des courants entre la source d'alimentation et la source des perturbations, ces dernières se répartissent en deux catégories : le mode différentiel (MD) et le mode commun (MC). Les perturbations de mode différentiel utilisent le même chemin que le courant de puissance, elles se propagent à travers les conducteurs d'alimentation. En revanche, Les perturbations de mode commun se propagent à travers les conducteurs d'alimentation et se rebouclent par la terre, par l'intermédiaire des éléments parasites (*Zp*) (figure 4).

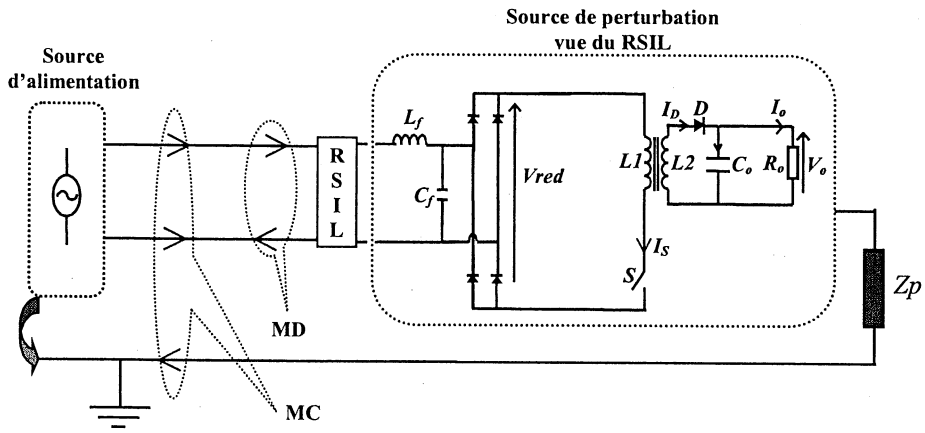


Figure 4 : Chemins de propagation des perturbations de MD et de MC

Pour faire une étude normative et mesurer les perturbations conduites dans des conditions reproductibles, il faut intercaler entre la source d'alimentation (réseau) et la source (les sources) de perturbation (le convertisseur) un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) (figure 5). Ce réseau est chargé :

- d'autoriser le passage de la puissance en basse fréquence,
- d'isoler le convertisseur des perturbations haute fréquence en provenance de l'extérieur via le réseau,
- d'assurer la canalisation des perturbations vers le lieu de mesure.

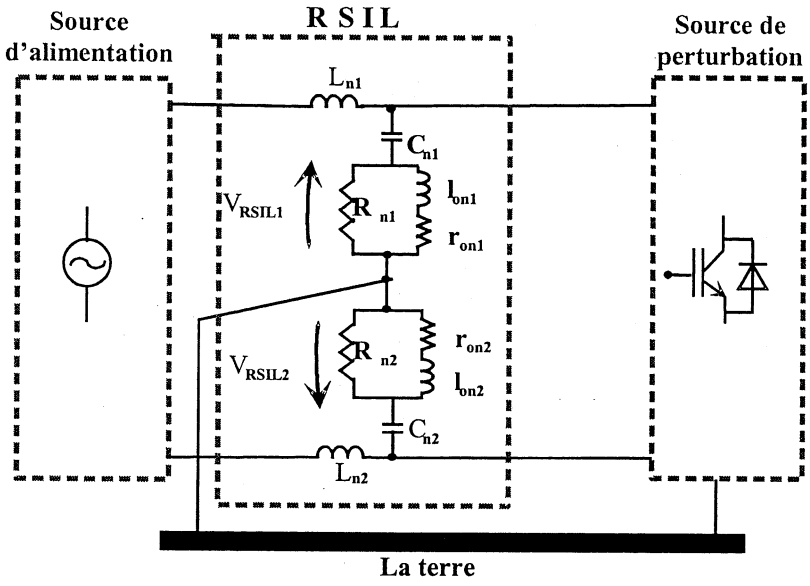


Figure 5 : Le RSIL utilisé dans toute notre étude

Le RSIL peut avoir des topologies différentes (simple cellule, double cellule...). La structure simple cellule adoptée dans notre étude est présentée dans la figure 5 ci-dessus avec les paramètres suivants : $R_{n1} = R_{n2} = 50\ \Omega$, $r_{on1} = r_{on2} = 5\ \Omega$, $l_{on1} = l_{on2} = 50\ \mu H$, $C_{n1} = C_{n2} = 100$ nF, $L_{n1} = L_{n2} = 250\ \mu H$. En mode différentiel, ces paramètres permettent de figer l'évolution de l'impédance fictive entre 10 Ω et 100 Ω.

2.3.2 Estimation analytique du spectre du courant au primaire du transformateur en conduction mixte

Jusqu'à présent, nous avons développé des formules analytiques qui décrivent les variations du rapport cyclique α sur une période basse fréquence et qui évaluent les contraintes maximales et efficaces en courant. Compte-tenu du fait que nous cherchons à obtenir un modèle analytique global du flyback en conduction mixte, y compris avec l'effet basse fréquence et les performances CEM, il est nécessaire d'estimer la composition spectrale des grandeurs électriques concernées.

Dans un premier temps, nous cherchons à estimer le spectre du courant dans l'interrupteur. Ce spectre va nous servir comme un générateur du mode différentiel. Pour ce faire, nous allons suivre une modélisation fréquentielle sur une période basse fréquence [Scheich 93], [Scheich 96], [Crebier 99/2]. Cette modélisation consiste à décrire la transformée de Laplace du courant primaire sur chaque période de découpage, à savoir les instants de commutation (variation du rapport cyclique) et les formes et valeurs de ce courant.

L'estimation du spectre, par la suite, n'est qu'un simple passage de la transformée de Laplace à la transformée de Fourier.

Les formes du courant primaire, sur une période haute fréquence, en conductions discontinue et continue, respectivement, (figures 6.a et 6.b) mènent aux transformées de Laplace suivantes :

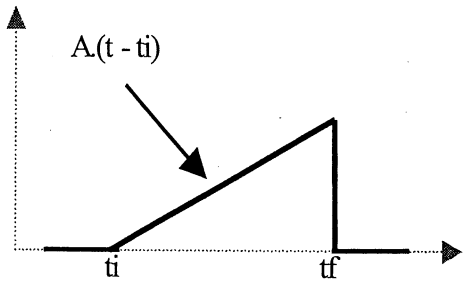


Figure 6.a : Courant primaire sur une période haute fréquence en conduction discontinue

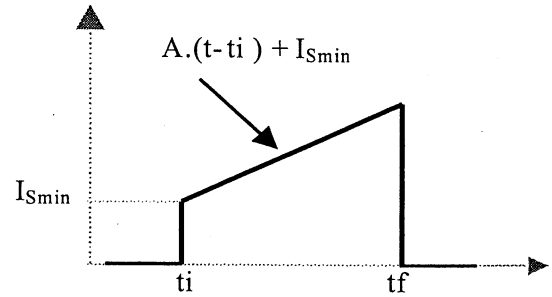


Figure 6.b : Courant primaire sur une période haute fréquence en conduction continue

$$\mathrm{Lcd}(p,ti) = \frac{A}{p}\cdot\left(-tf\cdot e^{-p\cdot tf} + \frac{1}{p}\cdot\left(1-e^{-p\cdot tf}\right)\right)\cdot e^{-p\cdot ti}$$ en conduction discontinue,

$$\mathrm{Lcc}(p,ti) = \frac{1}{p}\cdot\left(-A\cdot tf\cdot e^{-p\cdot tf} + \left(\frac{A}{p}+I_{Smin}\right)\cdot\left(1-e^{-p\cdot tf}\right)\right)\cdot e^{-p\cdot ti}$$ en conduction continue.

Avec :

p : l'opérateur de Laplace.

I_{Smin} : la valeur minimale du courant primaire à l'instant d'amorçage de l'interrupteur en conduction continue.

ti : l'instant d'amorçage de l'interrupteur (retard par rapport à zéro de l'origine du temps).

$tf = \alpha.T_d$: la durée de conduction de l'interrupteur.

La transformée de Laplace du courant dans l'interrupteur, sur une période basse fréquence T_r, est la somme de ses transformées sur toutes les périodes de découpage T_d, à savoir la durée de la conduction discontinue, de la conduction continue et leur enchaînement.

Nous aboutissons donc à la relation (10) ci-dessous.

$$L(p) = \sum_{i=0}^{\max\left(\frac{t1}{T_d}\right)-1} \mathrm{Lcd}(p,i\cdot T_d) + \sum_{i=\max\left(\frac{t1}{T_d}\right)}^{\max\left(\frac{t2}{T_d}\right)-1} \mathrm{Lcc}(p,i\cdot T_d) + \sum_{i=\max\left(\frac{t2}{T_d}\right)}^{\frac{T_r}{2\cdot T_d}} \mathrm{Lcd}(p,i\cdot T_d) \qquad (10)$$

L'évaluation de cette série suppose qu'il y a une synchronisation entre la fréquence de découpage et la basse fréquence ($\frac{T_r}{2 \cdot T_d}$ est un entier).

Nous rappelons que *t1* et *t2* sont, respectivement, les instants du passage de la conduction discontinue à la conduction continue et inversement.

L'amplitude (*Cn*) de l'harmonique du rang *n* est déduite de *L(p)* comme le montre la relation 11.

$$Cn = 2 \cdot fo \cdot |L(p)| \qquad (11)$$

fo : étant la basse fréquence (le double de la fréquence réseau).

Afin de valider cette analyse fréquentielle, nous avons comparé ses résultats avec ceux de la simulation Pspice.

Nous superposons sur la figure 7.a le spectre du courant primaire en basse fréquence (les 40 premières raies) calculé analytiquement et obtenu par simulation. Les paramètres utilisés sont : L_1=2 mH, F_d=50 kHz et m=0.5.

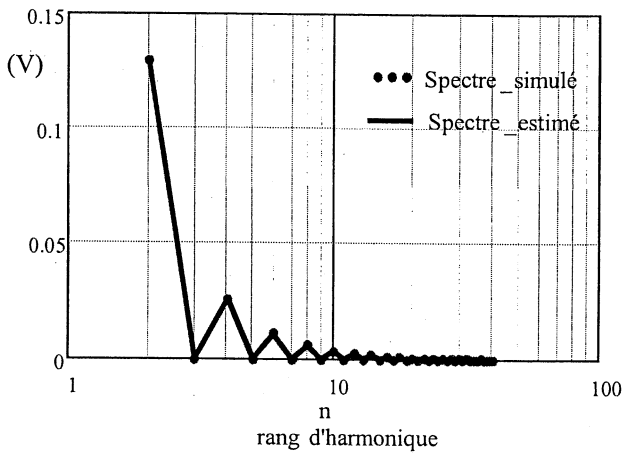


Figure 7.a : Spectre du courant primaire, calculé analytiquement et simulé

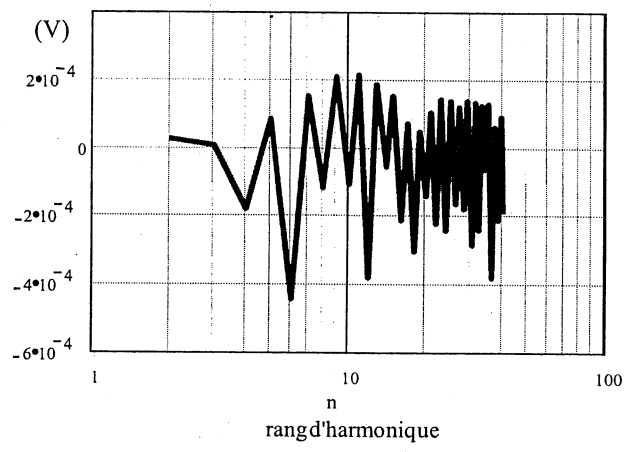


Figure 7.b : Différence entre les deux spectres du courant primaire (calculé analytiquement et simulé)

D'après la figure 7.a, nous remarquons que le spectre estimé est pratiquement identique au spectre simulé. Pour vérifier cela, nous avons tracé sur la figure 7.b la différence entre les deux spectres (estimé et simulé), nous constatons que cette différence est pratiquement nulle, ce qui donne un écart au voisinage de 1%.

La figure 7.c présente le spectre du courant primaire en haute fréquence ($f \geq 150$ kHZ), estimé et simulé avec les paramètres précédents.

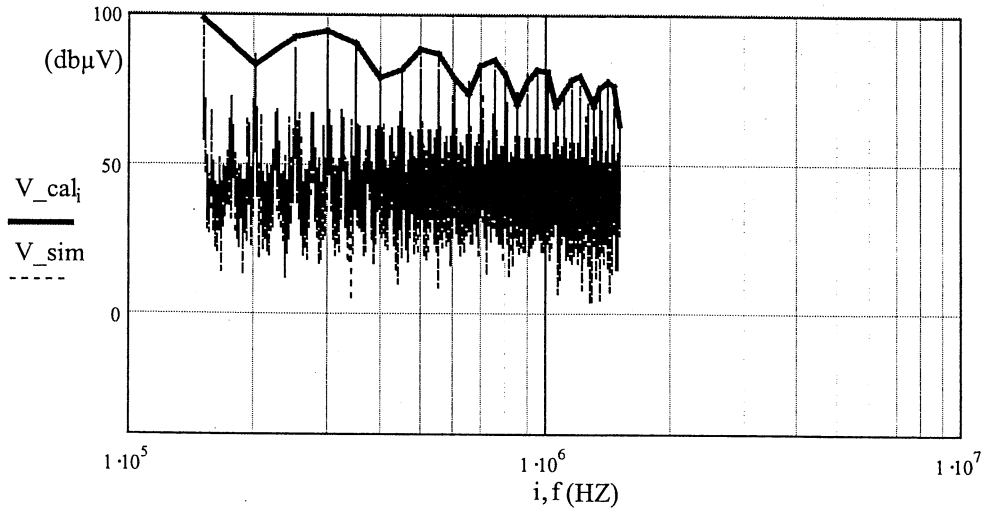


Figure 7.c : Spectre du courant primaire en haute fréquence, calculé analytiquement et simulé

L'erreur entre la simulation et le calcul analytique ne dépasse pas 2% ce qui valide la démarche fréquentielle adoptée.

2.3.3 Estimation du bruit différentiel

La démarche fréquentielle adoptée nous a permis d'évaluer correctement le spectre du courant primaire absorbé par le pont redresseur dont la validité a été montrée dans la partie précédente. Ce spectre est maintenant utilisé comme une source de perturbation du mode différentiel.

Pour ce mode, le schéma équivalent dans l'espace fréquentiel du flyback muni du RSIL et du filtre L_f, C_f est présenté sur la figure 8.

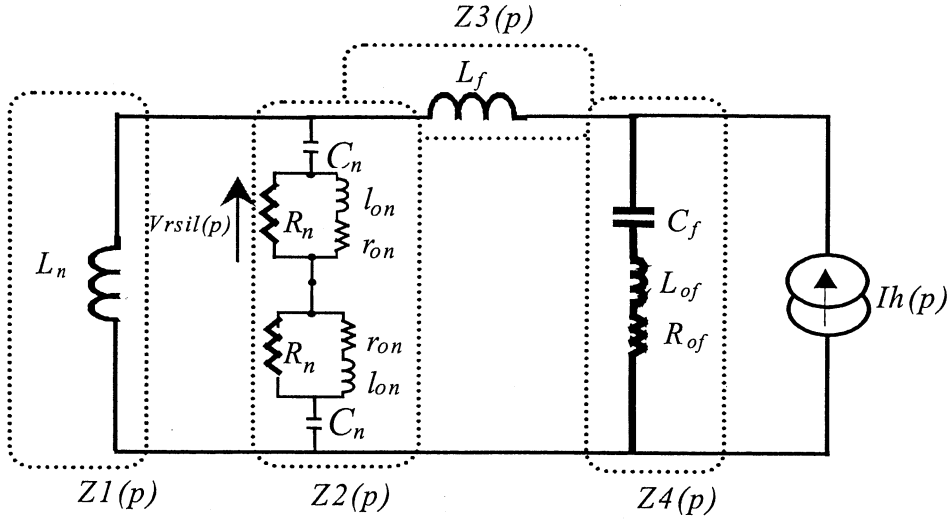


Figure 8 : Schéma équivalent en mode différentiel

A partir de ce schéma équivalent, nous pouvons exprimer la tension aux bornes d'un bras du RSIL *(Vrsil(p))* en fonction de courant de la source de perturbation *(Ih(p))* et des éléments du filtre et du RSIL (12).

$$Vrsil(p) = \frac{Zn(p)}{\left(1+\frac{Z2(p)}{Z1(p)}\right)\cdot\left(1+\frac{Z3(p)}{Z4(p)}\right)+\frac{Z2(p)}{Z4(p)}}\cdot Ih(p) \qquad (12)$$

$$\text{Avec : } Zn(p) = \frac{R_n\cdot(R_{on}+L_{on}\cdot p)}{R_n+R_{on}+L_{on}\cdot p},$$

$$Z1(p) = L_n\cdot p,$$

$$Z2(p) = 2\cdot Zn(p)+\frac{2}{C_n\cdot p},$$

$$Z3(p) = L_f\cdot p,$$

$$Z4(p) = R_{of}+L_{of}\cdot p+\frac{1}{C_f\cdot p}.$$

La figure 9 illustre un exemple d'estimation du bruit différentiel comparé à la simulation Pspice suivie d'une FFT. Ce calcul est effectué pour une fréquence de découpage de 50 kHz et avec les paramètres suivants du filtre :$L_f = 2$ mH, $C_f = 0.2$ µF, $L_{of} = 50$ nH, $R_{of} = 50$ mΩ.

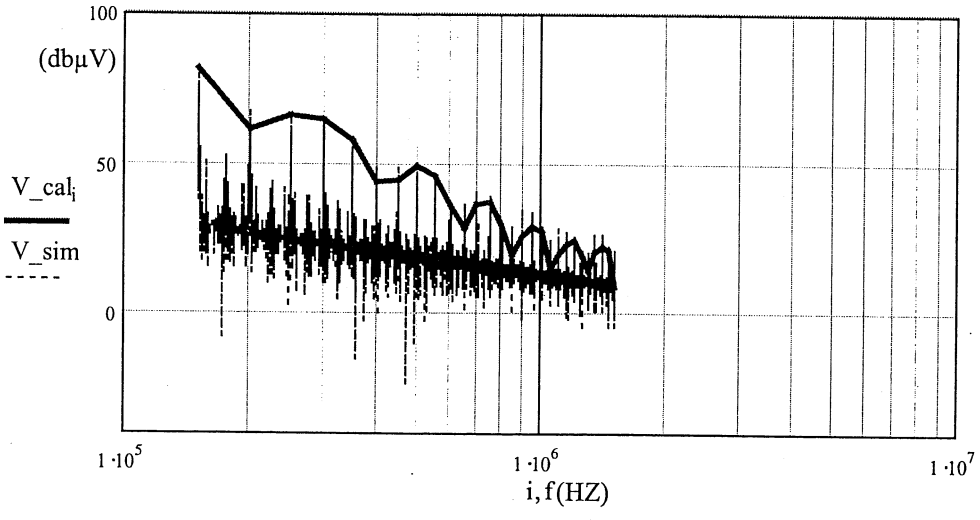


Figure 9 : Bruit différentiel estimé analytiquement et simulé

Notons que le bruit différentiel est bien estimé (écart évalué à 2% pour les premières fréquences contraignantes et à 10% pour les autres fréquences).

2.4 Volumes des éléments bobinés

L'utilisation des convertisseurs à découpage se généralise dans les équipements industriels. Nous avons montré que ces dispositifs doivent respecter des contraintes de pollution électromagnétique et de pollution basse fréquence très sévères. Dans le domaine des alimentations à découpage de faible puissance, le besoin d'intégration vient rajouter des contraintes de volume et de coût. Ces convertisseurs à découpage sont constitués essentiellement des composants magnétiques volumineux représentant une part importante du volume global de la structure. Ainsi, et pour des raisons techniques et économiques, il faut le réduire autant que possible.

Plusieurs études des convertisseurs statiques se sont intéressées au respect des normes CEM au détriment de leurs performances économiques [Paul 92], [Tihanyi 95] (coût et volume). Dans notre étude, nous cherchons à minimiser le volume total de la structure flyback -comme exemple- tout en tenant compte des contraintes CEM et thermiques et en minimisant les pertes dissipées dans la structure.

Disposant des contraintes maximales et efficaces en courant, élaborées dans le paragraphe précédent, nous allons décrire les relations entre ces grandeurs électriques et le volume des éléments bobinés (le transformateur et l'inductance L_f du filtre d'entrée) ainsi que le volume du condensateur C_f.

2.4.1 Volume du transformateur

Le rôle du circuit magnétique du transformateur de la structure flyback étudiée est de canaliser le flux magnétique. Pour bien accomplir cette tâche, le matériau constituant doit présenter une perméabilité magnétique élevée et être le siège des pertes fer compatibles avec le bon fonctionnement de la structure. Le transformateur de la structure flyback est constitué d'un circuit magnétique plus un bobinage. Ainsi, les principaux paramètres intervenant dans son dimensionnement sont : les valeurs de ses inductances primaire et secondaire, les valeurs maximales et efficaces des courants traversant les bobinages, la valeur maximale de l'induction dans le circuit magnétique et le rapport de transformation.

Nous allons montrer que le volume de ce transformateur est lié au produit de la fenêtre effective du circuit magnétique, notée *Sf,* par la surface de bobinage *Sb*. Cette démarche de dimensionnement consiste à lier des paramètres géométriques et technologiques aux grandeurs électriques (valeurs maximales et efficaces des courants) .

Connaissant la valeur maximale du courant magnétisant, nous pouvons déduire l'expression de flux magnétique φ comme suit :

$$\varphi = \frac{L_1 \cdot IL_{1max}}{n_1}.$$

Sachant que : $\varphi = B_{max} \cdot Sf$.

Bmax est la valeur maximale de l'induction magnétique.

Il résulte que la surface effective du noyau magnétique *Sf* s'exprime comme suit :

$$Sf = \frac{L_1 \cdot IL_{1max}}{B_{max} \cdot n_1} \tag{13}$$

La surface *Sb* nécessaire au bobinage est donnée par :

$$Sb = Kb \cdot (n_1 \cdot S_1 + n_2 \cdot S_2) \tag{14}$$

Kb : étant un coefficient géométrique, baptisé coefficient de bobinage, qui tient compte de la section nécessaire au bobinage (y compris l'isolation) et de la section utile d'un conducteur.

S_1, S_2 : sont les sections utiles (sections de cuivre) des conducteurs des enroulements primaire et secondaire.

Nous rappelons que n_1, n_2 sont les nombres de spires primaire et secondaire.

En introduisant la densité de courant *J* –comme une grandeur technologique- dans le dimensionnement, les sections S_1 et S_2 sont reliées aux densités des courants primaire et secondaire par l'intermédiaire des courants efficaces primaire I_{Seff} et secondaire I_{Deff} :

$$\begin{cases} S_1 = \dfrac{I_{Seff}}{J_1} \\ S_2 = \dfrac{I_{Deff}}{J_2} \end{cases} \tag{15}$$

En considérant $J_1=J_2=J$ (même densité de courant dans les deux enroulements) et en remplaçant (15) dans (14), nous trouvons une expression relative à la partie bobinage du transformateur :

$$Sb = Kb \cdot \frac{n_1 \cdot (I_{Seff} + m \cdot I_{Deff})}{J} \tag{16}$$

Avec :

$m = \dfrac{n_2}{n_1}$: le rapport de transformation.

Le produit des aires $Sf \cdot Sb$ définit le paramètre *At* comme suit :

$$At = Kb \cdot \frac{L_1 \cdot IL_{1max} \cdot (I_{Seff} + m \cdot I_{Deff})}{B_{max} \cdot J} \tag{17}$$

Nous constatons que le nombre de spires n'intervient pas dans cette relation, ce qui permet de choisir un premier noyau magnétique sans connaître le nombre de spires au préalable. Notons que ce noyau peut être remis en cause si la surface de bobinage n'est pas suffisante pour loger la totalité des spires.

A partir du produit des aires *At*, nous définissons le volume du transformateur *Vt* comme suit :

$$Vt = Kvt \cdot At^{\frac{3}{4}}.$$

Nous aboutissons à :

$$Vt = Kvt \cdot \left[Kb \cdot \frac{L_1 \cdot IL_{1max} \cdot (I_{Seff} + m \cdot I_{Deff})}{B_{max} \cdot J} \right]^{\frac{3}{4}} \tag{18}$$

Kvt : étant un coefficient géométrique représentatif de la forme du circuit magnétique. Ce coefficient est sensiblement constant, indépendant de la taille et caractérise une forme géométrique [Ferrieux 99], [Costa 98]. Il peut être calculé à partir des données du constructeur et à partir de la description géométrique du composant magnétique en évaluant le volume et le produit des aires de ce composant. Ce coefficient est évalué à 25 dans le cas des noyaux ETD et à 18 dans le cas des tores.

A partir de la relation 18, nous constatons, qu'en plus des grandeurs électriques, deux autres types de facteurs déterminent le volume du transformateur :

- Les facteurs technologiques (B_{max}, J) : le choix d'une valeur maximale de l'induction magnétique *Bmax* élevée permet de diminuer le volume, mais cela mène à augmenter les pertes fer et par conséquent augmenter la température du noyau magnétique. De même, le volume diminue si la densité de courant *J* augmente mais les pertes joules ainsi que la température du bobinage vont augmenter. D'où l'intérêt de chercher un compromis entre le volume et les pertes à température de fonctionnement acceptable.
- Les facteurs géométriques (*Kvt, Kb*) : le choix du circuit magnétique est important (*Kvt*) car à produit des aires *At* donné, il peut y avoir une importante démarche d'optimisation du volume de la part des constructeurs de noyaux. Comme le choix des conducteurs va dépendre de l'épaisseur de peau (19) et que cette dernière est fonction de la fréquence de découpage *Fd*, le coefficient de bobinage *Kb* va dépendre lui aussi de *Fd*.

$$\delta p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot F_d}} \tag{19}$$

ρ et μ sont, respectivement, la résistivité et la perméabilité du matériau utilisé dans les fils de bobinage.

A partir des données de fil de bobinage fournies par les constructeurs, nous avons calculé les valeurs de *Kb* en fonction de la fréquence de découpage dans la gamme de fréquence qui nous intéresse (figure 10).

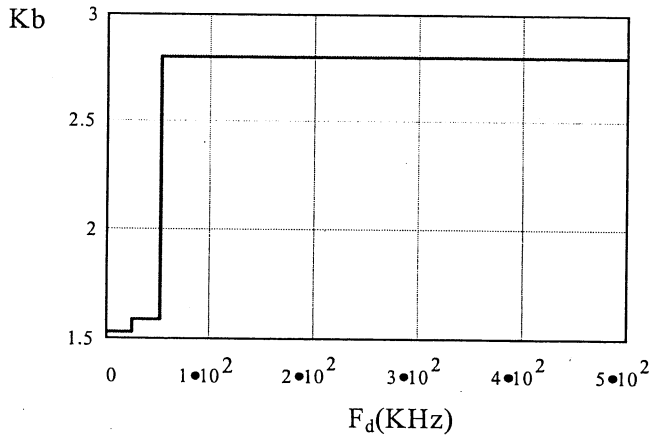


Figure 10 : Variation du coefficient de bobinage Kb en fonction de la fréquence de découpage

Nous remarquons que pour des fréquences de découpage inférieures à 500kHz, le coefficient de bobinage contient trois paliers d'escaliers qui correspondent à l'utilisation d'un seul fil de bobinage, de deux fils puis du fil de Litz. Le passage d'un palier à un autre est choisi de telle sorte à garder l'épaisseur de peau supérieure ou égale au rayon maximal donné par le constructeur pour chaque palier.

La différence importante entre le 2^{éme} et le 3^{éme} palier est liée à l'emploi du fil de litz. Le traitement de ce genre de discontinuité, du point de vue optimisation, sera discuté dans le chapitre 5.

2.4.2. Volume de l'inductance Lf du filtre d'entrée

La démarche pour évaluer le volume de l'inductance L_f du filtre d'entrée de la structure flyback est similaire à celle concernant le transformateur. En effet, ce dernier est considéré comme deux inductances couplées.

Connaissant les valeurs maximales IL_{fmax} et efficace IL_{feff} du courant traversant l'inductance L_f, le produit des aires Af reliant ces grandeurs électriques aux paramètres

technologiques *Bmax* et *J* et au coefficient de bobinage *Kb* s'exprime par la relation 20 ci-dessous :

$$Af = Kb \cdot \frac{L_f \cdot IL_{fmax} \cdot IL_{feff}}{B_{max} \cdot J} \tag{20}$$

Pour passer du produit des aires *Af* au volume *Vlf* de l'inductance, nous utilisons un coefficient multiplicatif *Kvlf* qui dépend de la forme du noyau magnétique de l'inductance *Lf*. Ainsi, nous aboutissons à la relation suivante :

$$Vlf = Kvlf \cdot \left[Kb \cdot \frac{L_f \cdot IL_{fmax} \cdot IL_{feff}}{B_{max} \cdot J} \right]^{\frac{3}{4}} \tag{21}$$

Remarque :

Les constatations faites sur les paramètres technologiques et géométriques intervenant dans l'expression de volume du transformateur sont valables dans le cas de volume de l'inductance L_f.

2.4.3 Volume du condensateur du filtre d'entrée

Dans cette partie, nous allons chercher une relation entre le volume du condensateur du filtre d'entrée et sa capacité.

Des données de constructeurs [Eurofarad] fournissent les dimensions d'un condensateur en fonction de sa capacité pour différentes tensions utiles. Ainsi nous pouvons calculer son volume. Vue les niveaux de tensions dans notre application, nous avons tracé ces données pour deux valeurs de la tension utile *400V* et *630V* (figures 11.a et 11.b).

Dans un premier temps, nous avons cherché une relation linéaire entre le volume VC_f du condensateur et sa capacité C_f. Nous aboutissons aux relations suivantes :

$VC_f = 1872 \cdot C_f + 250$ pour une tension utile de *400V*,

$VC_f = 5700 \cdot C_f + 500$ pour une tension utile de *630V*.

Le volume VC_f est exprimé en mm^3 et la capacité C_f en μF.

Sur les figures 11.a et 11.b, nous superposons les variations de volume du condensateur (données par le constructeur et estimées par les deux formules analytiques ci-dessus) en fonction de sa capacité.

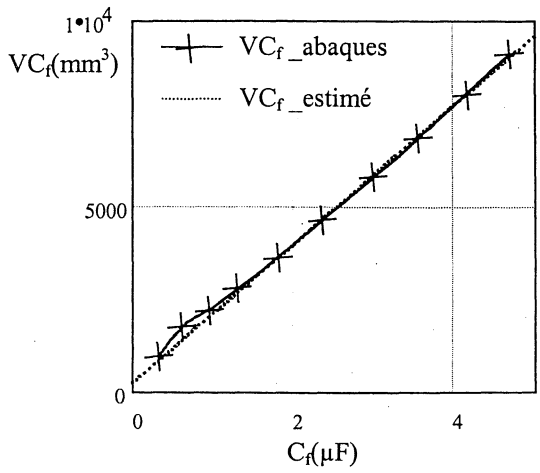


Figure 11.a : Volume du condensateur du filtre en fonction de C_f pour U_{utile}=400 V.

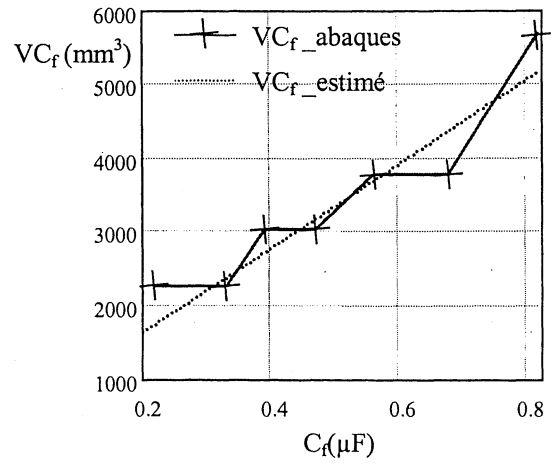


Figure 11.b : Volume du condensateur du filtre en fonction de C_f pour U_{utile}=630 V.

Nous constatons que ces estimations nous permettent d'avoir une idée correcte sur le volume du condensateur du filtre d'entrée. Au cours de la procédure de l'optimisation, nous pouvons demander à l'algorithme d'optimisation de se situer sur la courbe correspondante en fonction de la tension utile et de déterminer le volume VC_f en fonction de la valeur retournée de la capacité C_f.

Dans la suite, nous proposons une autre façon, basée sur le développement des outils génériques dédiés à l'optimisation, pour mieux traiter ce genre de problème (prise en compte des données discrètes de constructeurs). Cela fera l'objet du chapitre 6.

Conclusion sur le modèle de volume des éléments passifs

Partant du modèle des contraintes maximale et efficace en courant, élaboré précédemment, nous avons développé un modèle de volume des composants passifs (le transformateur et l'inductance du filtre d'entrée). Nous avons montré que plusieurs paramètres contribuent au volume de ces composants : les grandeurs électriques (I_{max}, I_{eff}), les paramètres technologiques (B_{max}, J) et les paramètres géométriques (Kb, Kv). Nous avons constaté qu'il peut y avoir une importante démarche d'optimisation de volume lors de la conception du noyaux magnétiques.

A partir des données du constructeur, nous avons formulé une estimation de volume du condensateur C_f en fonction de sa capacité.

Disposant maintenant d'un modèle de volume, nous pouvons construire une fonction objectif somme des volumes (24).

$$F_{obj} = Vt + VL_f + VC_f \tag{22}$$

Le but de l'algorithme d'optimisation est de minimiser cette fonction objectif sous les contraintes CEM. Alors que minimiser un volume revient à augmenter la fréquence de découpage et par conséquent augmenter les pertes par commutation dans les semiconducteurs, il est nécessaire de disposer d'un modèle de pertes dans les semiconducteurs afin de les contraindre. Ceci fait l'objet du paragraphe suivant.

2.5 les pertes dans les semiconducteurs

Depuis longtemps, l'électronique de puissance utilise les semiconducteurs pour gérer le transfert d'énergie entre des différentes sources. Cependant, ce transfert énergétique est accompagné par des pertes dissipées dans les semiconducteurs. Nous distinguons deux types de ces pertes : les pertes par conduction et les pertes par commutation.

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons à l'élaboration d'un modèle des pertes dans l'interrupteur et dans la diode de la structure flyback en vue de l'optimisation.

2.5.1 Les pertes par conduction

Les pertes par conduction sont les pertes dissipées à l'état passant de semiconducteur. Elles sont liées à la chute de tension et au courant conduit durant la fermeture du semiconducteur. Dans la bibliographie, plusieurs travaux traitent la modélisation des pertes par conduction dans les composants d'électronique de puissance [Chauchat 98], [Mohan 95], [Morel 94].

Les pertes par conduction dans les semiconducteurs de la structure flyback étudiée, sont estimées en se basant sur un modèle linéaire présenté sur la figure 12 ci-dessous.

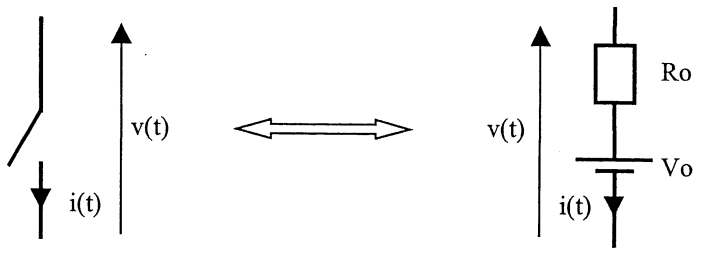


Figure 12 : Modèle d'un semiconducteur en état de conduction

Ro, *Vo* étant la résistance dynamique et la tension de seuil du semiconducteur.

V(t) et I(t) sont, respectivement, la chute de tension et le courant conduit.

A partir de ce modèle la chute de tension aux bornes de ce semiconducteur s'écrit :

$$v(t) = Vo + Ro \cdot i(t)$$

Ainsi les pertes par conduction sont données par la relation 23 ci-dessous :

$$Pcond = Vo \cdot Imoy + Ro \cdot Ieff^2 \tag{23}$$

2.5.1.1 Pertes par conduction dans l'interrupteur

En négligeant la tension de seuil de l'interrupteur MOS utilisé et connaissant la valeur efficace du courant primaire (I_{Seff}), les pertes par conduction (*Pcond_int*) s'expriment comme suit :

$$Pcond_int = Roint \cdot I_{Seff}^2 \tag{24}$$

Avec *Roint* la résistance dynamique de l'interrupteur.

2.5.1.2 Pertes par conduction dans la diode secondaire

Pour estimer les pertes par conduction dans la diode, nous allons d'abord évaluer la valeur moyenne du courant secondaire.

La valeur moyenne du courant traversant la diode en conduction mixte est la somme des valeurs moyennes en conduction discontinue (I_{Dmoy_cd}) et en conduction continue (I_{Dmoy_cc}).

$$I_{Dmoy} = I_{Dmoy_cd} + I_{Dmoy_cc} \tag{25}$$

A partir des formes d'ondes du courant dans la diode (courant secondaire I_D dans les figures 2.a et 2.b), nous aboutissons à :

$$\begin{cases} I_{Dmoy_cd} = \dfrac{F_r \cdot V_{max}^{\ 2} \cdot \alpha_{cd}^{\ 2}}{2 \cdot F_d \cdot L_1 \cdot V_o} \cdot \left[2 \cdot t1 - \dfrac{1}{\omega} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t1) \right] \\ I_{Dmoy_cc} = \dfrac{F_r \cdot I_{max} \cdot V_{max}}{V_o} \cdot \left[-2 \cdot t1 + \dfrac{1}{\omega} \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t1) + \dfrac{1}{2 \cdot F_r} \right] \end{cases} \tag{26}$$

Où : t1 est l'instant de passage de la conduction discontinue à la conduction continue,

Vmax et Imax sont les amplitudes de la tension d'entrée et du courant absorbé côté réseau,

ω et F_r sont la pulsation et la fréquence du secteur,

V_o est la tension de sortie.

Ainsi, les pertes par conduction dans la diode (*Pcond_D*) s'expriment comme suit :

$$Pcond_D = Vo_D \cdot I_{Dmoy} + Ro_D \cdot I_{Deff}^{\ 2} \tag{27}$$

Vo_D, Ro_D : étant la tension de seuil et la résistance dynamique de la diode à l'état passant.

2.5.1.3. Pertes par conduction dans le pont redresseur

Les valeurs moyenne et efficace de courant dans une diode du pont redresseur sont reliées à celles du courant dans l'interrupteur comme le montre la relation 28 :

$$\begin{cases} I_{D1moy} = \dfrac{I_{Smoy}}{2} \\ I_{D1eff} = \dfrac{I_{Seff}}{\sqrt{2}} \end{cases} \tag{28}$$

I_{Seff}: est la valeur efficace du courant primaire, estimée dans le paragraphe II.2 consacré aux contraintes maximales et efficaces en courant. Il nous reste donc à estimer la valeur moyenne I_{Smoy} du courant primaire.

Comme précédemment, cette estimation est basée sur les formes d'ondes de courant dans l'interrupteur (figures 7.a et 7.b).

En conduction mixte, la valeur moyenne du courant primaire, sur une période basse fréquence, est la somme des valeurs moyennes en conduction discontinue I_{Smoy_cd} et en conduction continue I_{Smoy_cc} :

$$I_{Smoy} = I_{Smoy_cd} + I_{Smoy_cc} \tag{29}$$

Avec :

$$\begin{cases} I_{Smoy_cd} = \dfrac{V_{max} \cdot \alpha_{cd}^{\ 2}}{\pi \cdot F_d \cdot L_1} \cdot [1 - \cos(\omega \cdot t1)] \\ I_{Smoy_cc} = \dfrac{2 \cdot I_{max}}{\pi} \cdot \cos(\omega \cdot t1) \end{cases} \tag{30}$$

Les pertes par conduction dans le pont redresseur (*Pcond_pr*) sont données par la relation suivante :

$$Pcond_pr = 4 \cdot \left(Vo_D \cdot I_{D1moy} + Ro_D \cdot I_{D1eff}^{\ 2}\right) \tag{31}$$

2.5.2 Les pertes par commutation

Nous parlons de pertes par commutation lorsque nous nous intéressons à l'évaluation des pertes dissipées lors de la fermeture ou l'ouverture d'un semiconducteur. Ces pertes dépendent à la fois des composants utilisés, du type de la commutation et des éléments

parasites de la maille de commutation [Cheron 89], [Jeannin 01], [Hofer 99], [Lapassat 98], [Aubard 99].

Dans cette partie, pour estimer les pertes par commutation, nous allons nous baser sur un modèle tenant compte des principaux phénomènes de commutation dans une cellule élémentaire de commutation Mosfet-Diode (figure 13), dans laquelle intervient l'inductance de maille (L_{mail}) [Roudet 90], [Mérienne 96], [Ferrieux 99], [Schanen 94].

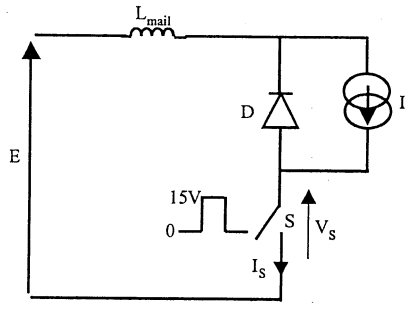


Figure 13 : Cellule de commutation élémentaire

2.5.2.1. Pertes à l'amorçage de l'interrupteur

En prenant en compte le phénomène de recouvrement inverse de la diode et en supposant que la tension du Mos s'annule en même temps que le courant de recouvrement, les formes d'ondes de la tension $V_S(t)$ et du courant $I_S(t)$ à l'amorçage de l'interrupteur sont présentées sur la figure 14 ci-dessous.

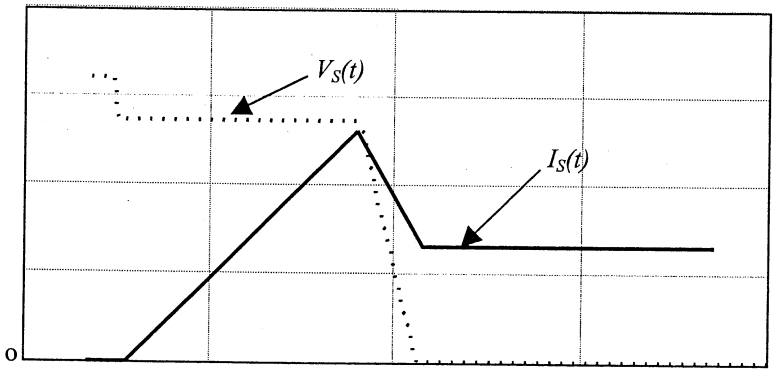


Figure 14 : Formes du courant et de la tension à l'amorçage de l'interrupteur

Connaissant les variations du rapport cyclique sur une période basse fréquence et sachant que le courant commuté à l'instant de l'amorçage de l'interrupteur en conduction discontinue est nul, nous considérons que les pertes à l'amorçage en conduction discontinue sont nulles.

En conduction continue, le courant commuté à l'instant de l'amorçage est le courant minimal sur chaque période de découpage rappelé par la relation (32).

$$I_{Smin_cc}(t) = I_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t) - \frac{V_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t)}{2 \cdot L_1 \cdot F_d \cdot \left(1 + \frac{m \cdot V_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t)}{V_o}\right)} \tag{32}$$

A partir de la cellule de commutation, nous déduisons que le front de courant maximal s'exprime comme suit [Merrienne 96] :

$$didton(t) = \sqrt{\frac{2 \cdot I_{Smin_cc}(t) \cdot (U_{com} - V_{th})}{R_g \cdot C_{gd} \cdot L_{mail}}} \tag{33}$$

Avec :

U_{com}, V_{th} : la tension de commande et la tension de seuil de l'interrupteur.

R_g, C_{gd} : la résistance de grille et la capacité grille-drain correspondant à la capacité Miller.

Nous définissons les variations de la valeur maximale du courant de recouvrement *Irm(t),* identifiées à partir de la mesure pour un courant maximal de 4A, comme suit :

$$Irm(t) = 3.75 \cdot 10^{-9} \cdot didton(t) \tag{34}$$

Ainsi l'énergie (*E_int_amo(t)*) nécessaire à l'amorçage de l'interrupteur est donnée par la relation suivante :

$$E_int_amo(t) = \frac{\left(V_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \frac{V_o}{m}\right)}{didton(t)} \cdot \left[\left(I_{Smin_cc}(t) + Irm(t)\right)^2 + \frac{1}{6} \cdot Irm(t) \cdot s(t) \cdot \left(2 \cdot Irm(t) + 3 \cdot I_{Smin_cc}(t)\right)\right] \tag{35}$$

Avec :

$$s(t) = \frac{1.3 \cdot 10^{-4}}{10^{-2} \cdot didton(t) + 100 \cdot 10^{-6}} + 410 \cdot 10^{-12} \cdot didton(t) \tag{36}$$

Nous déduisons donc que la puissance dissipée lors de l'amorçage de l'interrupteur est :

$$Pint_amo = \frac{4}{T_r} \cdot \sum_{i=ent(\frac{t1}{T_d})}^{ent(\frac{T_r}{4 \cdot T_d})-1} E_int_amo(i \cdot T_d) \tag{37}$$

ent(x) désigne la valeur entière du réel *x*.

T_r et T_d sont, respectivement, la période de réseau et la période de découpage.

2.5.2.2. Pertes au blocage de l'interrupteur

La figure 15 présente les formes d'ondes de la tension et du courant modélisées lors du blocage de l'interrupteur.

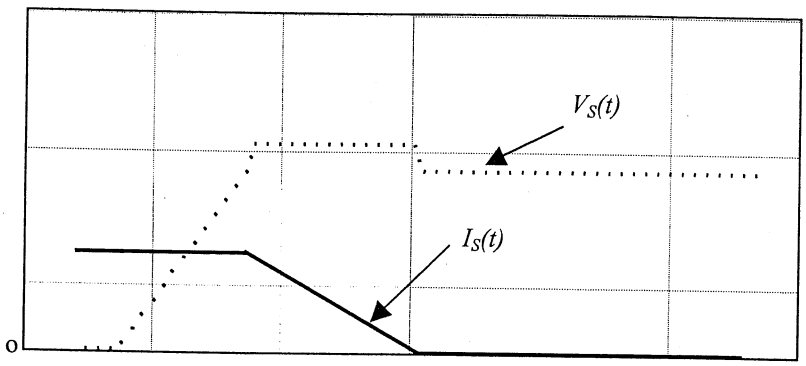


Figure 15 : Formes de courant et de tension au blocage de l'interrupteur

Le courant commuté à l'ouverture de l'interrupteur en conduction discontinue et en conduction continue est le courant maximal pour chaque type de conduction sur une période de découpage. En basse fréquence, ce courant maximal s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} I_{Smax_cd}(t) = \dfrac{\alpha_{cd}}{L_1 \cdot F_d} \cdot V_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ I_{Smax_cc}(t) = I_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \dfrac{V_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t)}{2 \cdot L_1 \cdot F_d \cdot \left(1 + \dfrac{m \cdot V_{max} \cdot \sin(\omega \cdot t)}{V_o}\right)} \end{cases} \tag{38}$$

Nous définissons les fronts maximaux du courant *(didtoff(t))* et de la tension (*dvdt*) au blocage de l'interrupteur comme suit :

$$\begin{cases} didtoff_cd\ (t) = \sqrt{\dfrac{2 \cdot I_{Smax_cd}\ (t) \cdot V_{th}}{R_g \cdot C_{gd} \cdot L_{mail}}} \\ didtoff_cc\ (t) = \sqrt{\dfrac{2 \cdot I_{Smax_cc}\ (t) \cdot V_{th}}{R_g \cdot C_{gd} \cdot L_{mail}}} \\ dvdt = \dfrac{V_{th}}{R_g \cdot C_{gd}} \end{cases} \tag{39}$$

Les énergies dissipées en conduction discontinue et en conduction continue s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} Eint_bloc_cd(t) = I_{Smax_cd}(t)\cdot\dfrac{\left(V_{max}\cdot\sin(\omega\cdot t)+\dfrac{V_o}{m}\right)^2}{2\cdot dvdt}+\left(V_{max}\cdot\sin(\omega\cdot t)+\dfrac{V_o}{m}+L_{mail}\cdot didtoff_cd(t)\right)\cdot\dfrac{I_{Smax_cd}(t)^2}{2\cdot didtoff_cd(t)} \\ Eint_bloc_cc(t) = I_{Smax_cc}(t)\cdot\dfrac{\left(V_{max}\cdot\sin(\omega\cdot t)+\dfrac{V_o}{m}\right)^2}{2\cdot dvdt}+\left(VV_{max}\cdot\sin(\omega\cdot t)+\dfrac{V_o}{m}+L_{mail}\cdot didtoff_cc(t)\right)\cdot\dfrac{I_{Smax_cc}(t)^2}{2\cdot didtoff_cc(t)} \end{cases} \quad (40)$$

Ainsi, les pertes dissipées au blocage de l'interrupteur sont données par la relation 41:

$$Pint_bloc = \frac{4}{T_r}\cdot\left[\sum_{i=1}^{ent(\frac{t1}{T_d})-1} Eint_bloc_cd(\alpha_{cd}\cdot T_d+(i-1)\cdot T_d)+\sum_{ent(\frac{t1}{T_d})}^{ent(\frac{T_r}{4\cdot T_d})-1} Eint_bloc_cc(\alpha_{cc}(i\cdot T_d)\cdot T_d+i\cdot T_d)\right] \quad (41)$$

Rappelons que $\alpha_{cc}(t) = \dfrac{V_o}{V_o + m\cdot V_{max}\cdot\sin(\omega\cdot t)}$ est l'expression du rapport cyclique en conduction continue.

2.5.2.3. Pertes au blocage de la diode

La figure 16 présente les formes d'ondes du courant $I_D(t)$ et de la tension $V_D(t)$ au blocage de la diode.

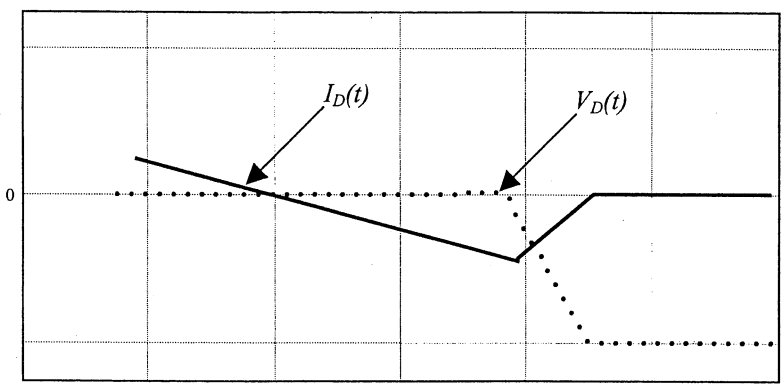


Figure 16 : Formes d'ondes du courant et de la tension au blocage de la diode

Le courant commuté par la diode à l'ouverture en conduction discontinue est nul. Ainsi, les pertes par commutation sont nulles dans ce mode de conduction.

En conduction continue, l'énergie dissipée au blocage de la diode s'exprime comme suit :

$$Ed_bloc(t) = \frac{V_{max}\cdot\sin(\omega\cdot t)\cdot Irm(t)^2}{6\cdot didton(t)} \quad (42)$$

Nous déduisons donc que les pertes au blocage de la diode s'expriment par la relation suivante :

$$Pd_bloc(t) = \frac{4}{T_r} \cdot \sum_{i=ent(\frac{t1}{T_d})+1}^{ent(\frac{T_r}{4 \cdot T_d})+1} Ed_bloc_cc(i \cdot T_d) \tag{43}$$

Remarques :

1. Les pertes à la mise en conduction de la diode sont négligées.
2. Les pertes par commutation dans le pont à diodes sont nulles (les diodes commutent à zéro de tension et de courant).

2.6 les pertes dans les condensateurs des filtres d'entrée et de sortie

Usuellement, nous considérons les pertes dans les condensateurs comme négligeables. Cependant, vue la fréquence de fonctionnement dans notre cas et les courants dans les condensateurs, en particulier celui du filtre de sortie, et dans le but de faire une démarche d'optimisation la plus générale possible, nous allons en tenir compte.

Des modèles plus en plus complexes modélisent les pertes dissipées dans les condensateurs [Seguin 97] avec des précisions qui dépendent de la manière et des outils d'identification.

Dans notre étude, un modèle simplifié basé sur la connaissance de la résistance série équivalente est utilisé. Les travaux de Seguin [Seguin 96] ont montré que ce modèle est insuffisant. Pour remédier à cette insuffisance, une maximisation de la résistance série équivalente est adoptée. A partir des abaques de constructeurs [Eurofarad], [RIFA] qui donnent les variations de cette résistance en fonction de la température et de la fréquence de fonctionnement à tension utile donnée, nous avons relevé une valeur maximale de cette résistance $Resr_{Cf}$ = 100 mΩ pour le condensateur C_f et $Resr_{Co}$ = 22 mΩ pour le condensateur C_o.

Connaissant les valeurs efficaces des courants dans les condensateurs C_f (I_{Cf_eff}) et C_o (I_{Co_eff}) développées dans le paragraphe II.2.2.2, nous pouvons calculer les pertes dissipées dans ces condensateurs (44) :

$$\begin{cases} P_{Cf} = Resr_{Cf} \cdot I^2_{Cf_eff} \\ P_{Co} = Resr_{Co} \cdot I^2_{Co_eff} \end{cases} \tag{44}$$

Conclusion sur les modèles de pertes

Disposant des formules évaluant les pertes par conduction P_{cond} et par commutation P_{com} dans les semiconducteurs ainsi que les pertes dissipées dans les condensateurs des filtres d'entrée P_{Cf} et de sortie P_{Co} de la structure flyback étudiée, nous définissons les pertes totales (somme des pertes) comme une contrainte à minimiser (45). L'objectif est de diminuer ces pertes en minimisant la fonction objectif (Volume total), en respectant les normes haute fréquence et en assurant l'absorption sinusoïdale.

$$\text{Pertes_tot} = P_{cond} + P_{comm} + P_{Cf} + P_{Co} \tag{45}$$

Dans la suite, nous rajoutons à cette contrainte les pertes fer et les pertes cuivre dissipées dans le transformateur et dans l'inductance du filtre d'entrée.

3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé des modèles d'une structure flyback en absorption sinusoïdale en vue de dimensionnement et de l'optimisation. Le diagramme de la figure 17 récapitule ces modèles. A partir du modèle décrivant les variations du rapport cyclique (commande de l'interrupteur), nous avons développé un modèle du bruit différentiel en passant par le spectre du courant primaire utilisé comme un générateur de mode différentiel pour fournir en sortie une contrainte sur le spectre CEM. Par ailleurs, nous avons développé un modèle des valeurs maximales et efficaces en courant dans l'interrupteur et dans la diode. Ce modèle nous a servi pour estimer les volumes des éléments passifs, dont la fonction objectif à minimiser est le volume total. Afin de contraindre les pertes, nous avons élaboré des modèles de pertes dans les semiconducteurs et dans les condensateurs des filtres d'entrée et de sortie en nous basant sur le modèle de la commande et celui des contraintes maximales et efficaces en courant.

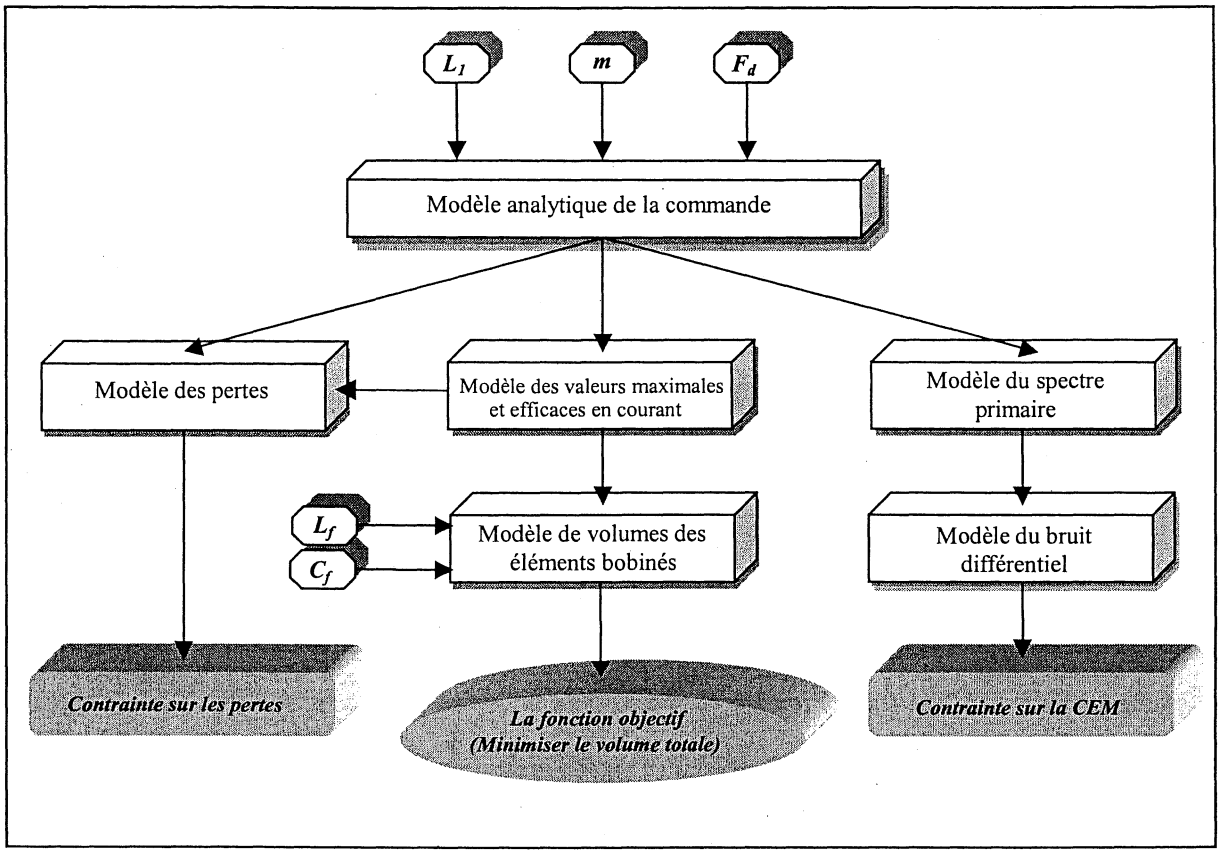


Figure 17 : Modèles analytiques de la structure flyback

Ces modèles regroupent les différents aspects qui intéressent le concepteur des convertisseurs dans le domaine de l'électronique de puissance :

1. Aspect basse fréquence : il cherche des commandes assurant le fonctionnement en absorption sinusoïdale.
2. Aspect CEM : il s'intéresse aux contraintes CEM afin de respecter les normes haute fréquence.
3. Aspect pertes : il veut optimiser les pertes dans sa structure, ce qui permet de minimiser le coût de refroidissement.
4. Aspect volume : son but essentiel est de réduire le coût total de la réalisation d'une structure, ce qui nécessite (à technologie donnée) la minimisation de volume pour des raisons économiques (coût) et techniques (encombrement, intégration).

Pour mieux satisfaire les besoins des concepteurs de convertisseurs statiques et dans le but de faire une procédure d'optimisation globale, il est indispensable de tenir compte des pertes supplémentaires dans les composants magnétiques considérés comme les piliers des alimentations à découpage. Dans ce contexte, les deux prochains chapitres seront consacrés au développement des modèles pour évaluer les pertes fer et les pertes joules dans les

composants bobinés sous des conditions particulières liées aux fonctionnements des convertisseurs de type flyback.

Chapitre 3

Pertes fer dans les composants magnétiques utilisés en mode de fonctionnement asymétrique

1. INTRODUCTION **63**

2. PERTES FER DANS LES COMPOSANTS MAGNÉTIQUES **64**

3. PROCÉDURE D'OBTENTION DES FORMULES ANALYTIQUES DES PERTES FER EN CONDUCTIONS DISCONTINUE ET CONTINUE **67**

3.1 MESURE DES PERTES FER EN CONDUCTION DISCONTINUE 68
3.1.1 Dispositif de mesure *68*
3.1.2 Résultats de mesure *70*
3.2 MESURE DES PERTES FER EN CONDUCTION CONTINUE 72
3.2.1 Dispositif de mesure *72*
3.2.2 Résultats de mesure *73*
3.3 Mesure des pertes fer dans un matériau 3F3 noyau ETD 49 ..... *75*
3.4 MESURE DES PERTES FER DANS UN TORE EN MATÉRIAU 3F3 76
3.5 MESURE DES PERTES FER DANS UN MATÉRIAU 3C8 NOYAU ETD 34 77

4. ESTIMATION DES PERTES FER MESURÉES SUR LE MATÉRIAU 3F3 PAR DES FORMULES EMPIRIQUES **77**

5. ESTIMATION DES PERTES FER EN BASSE FRÉQUENCE **80**

5.1 DISPOSITIF DE MESURE 80
5.2 RÉSULTATS DE MESURE 81
5.2.1 Résultats de mesure en conduction discontinue : *81*
5.2.2 Résultats de mesure en conduction continue : *82*

6. CONCLUSION **83**

1. Introduction

L'insertion d'un transformateur de puissance dans une alimentation à découpage offre la possibilité d'une isolation galvanique et permet l'adaptation d'impédance entre la source et la charge qui sont souvent à des niveaux différents de tension et de courant. Il est constitué de plusieurs bobinages autour d'un noyau magnétique. Le noyau magnétique doit canaliser au mieux les lignes de champ tout en présentant des pertes fer faibles aux fréquences de travail élevées. Par conséquent, le dimensionnement de ce composant magnétique est déterminant pour les performances des alimentations à découpage où le rendement est une préoccupation primordiale.

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté des modèles analytiques de la structure flyback en vue de les intégrer dans une procédure d'optimisation. En particulier, nous nous sommes intéressés aux aspects absorption sinusoïdale, performances CEM, volumes des éléments passifs ainsi qu'aux pertes dans les semiconducteurs et dans les condensateurs.

Pour compléter l'aspect des pertes, le présent chapitre est consacré aux pertes fer dans les composants magnétiques. L'objectif est de développer une formulation analytique pour l'utiliser dans la démarche d'optimisation globale envisagée. Pour ce faire, nous allons d'abord rappeler les travaux existant dans ce domaine. Ensuite, nous présenterons la démarche expérimentale que nous avons adoptée pour évaluer analytiquement les pertes fer dans les composants magnétiques. Cette démarche consiste à caractériser l'évolution des pertes fer, en haute fréquence, par des formulations empiriques en conduction discontinue et en conduction continue, puis à utiliser ces formulations pour estimer les pertes fer sur la période basse fréquence.

En effet, le fonctionnement des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance est souvent asymétrique avec des formes d'ondes de courants non sinusoïdales. Nous retrouvons dans notre cas le mode de fonctionnement discontinu, continu et mixte (combinaison des modes discontinu et continu). Pour évaluer analytiquement les pertes fer sous ces conditions particulières, nous allons décomposer la problématique en trois principales étapes. Dans les deux premières, une caractérisation séparée à l'échelle de la fréquence de découpage en conduction discontinue et en conduction continue sera effectuée. Pour chaque conduction, nous allons présenter les mesures effectuées en différents points de fonctionnement (variation de la fréquence de découpage, de la valeur maximale de l'induction magnétique et de son ondulation). Nous allons montrer que les pertes dissipées en conduction

discontinue sont pratiquement la moitié de celles données par le constructeur en régime alternatif sinusoïdal. De même, en conduction continue, ces pertes se rapprochent de la moitié des données du constructeur lorsque l'ondulation magnétique se rapproche de la valeur maximale de l'induction magnétique. Pour exploiter ces résultats de mesure, nous allons proposer des formules empiriques caractérisant l'évolution des pertes fer en conductions discontinue et continue sur une période haute fréquence. Dans la troisième étape de cette démarche, nous allons combiner les formules développées en haute fréquence pour évaluer les pertes fer dissipées en mode de fonctionnement mixte sur la période de modulation basse fréquence. Nous allons montrer que la démarche adoptée permet de fournir une formulation analytique convenable à une démarche d'optimisation avec une précision tout à fait acceptable.

2. Pertes fer dans les composants magnétiques

A l'échelle microscopique, un matériau magnétique se décompose en domaines magnétiques (nous retrouvons souvent l'appellation structure en domaines magnétiques) qui se distinguent entre eux par la direction d'orientation des moments magnétiques (figure 1.a). Ces domaines magnétiques sont séparés par des parois.

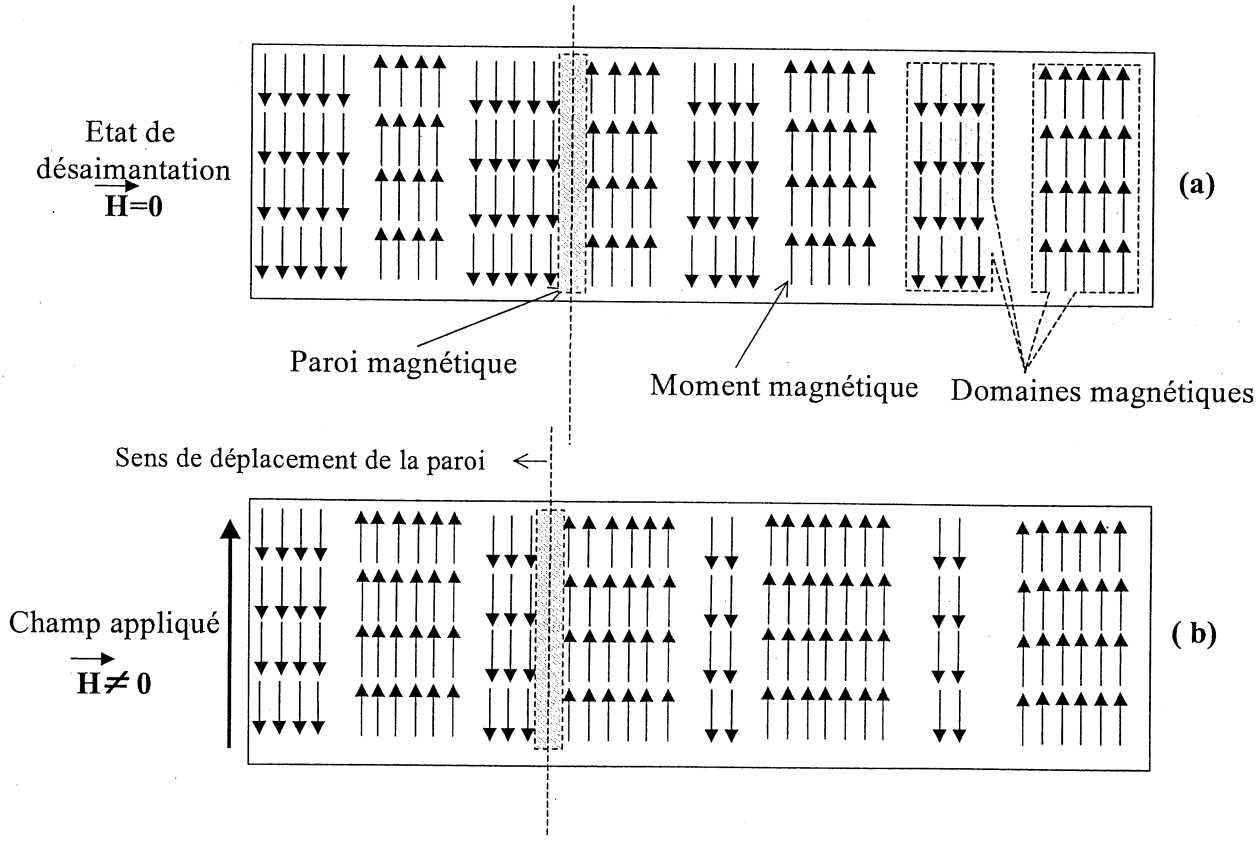


Figure 1 : Structure en domaines magnétiques (a : H=0, b : H≠0)

L'application d'un champ magnétique externe induit un déplacement des parois (figure 1.b). Ce déplacement est dû aux mouvements des moments magnétiques qui tendent à s'orienter dans la même direction du champ magnétique appliqué. Le déplacement de ces parois crée des courants induits qui sont à l'origine des pertes fer [Becker 63], [Bertotti 88], [Bertotti 92], [Fish 90], [Graham 82], [Trémolet 99], [Chevalier 99].
Des études complémentaires dans ce domaine ont montré que ces pertes sont liées à la fréquence de fonctionnement et à l'induction maximale dans le noyau magnétique [Jiles 93].

Pour évaluer les pertes fer dans les composants magnétiques, les constructeurs proposent des données sous forme d'abaques en régime alternatif sinusoïdal.

Pour les évaluer analytiquement, la formule de Steinmetz (1) est la plus utilisée [Steinmetz]. Cependant, elle n'est applicable qu'en régime alternatif sinusoïdal seulement.

$$P(t) = Cm \cdot f^{n1} \cdot B^{n2} \cdot \left(K1 \cdot t^2 - K2 \cdot t + K3\right) \qquad (1)$$

Avec :

P : les pertes fer volumique en W/m^3,

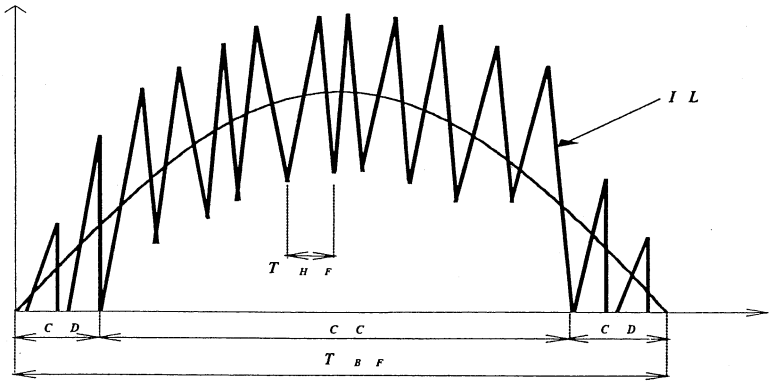
f : la fréquence de fonctionnement en Hz,

B : l'amplitude de l'induction magnétique en Tesla (T),

T : la température de fonctionnement en °C.

Les coefficients Cm, n1, n2, K1, K2 et K3 dépendent du matériau magnétique utilisé et de la plage de variation de la fréquence de fonctionnement. Ainsi, ils sont valables pour des types différents de noyaux de même matériau magnétique.

Dans le cas du régime alternatif (symétrique) non sinusoïdal, plusieurs travaux ont proposé des formules estimant les pertes fer à partir de celles en régime alternatif sinusoïdal [Jiles 86], [Jiles 92], [Benmebarek 99]. Cependant, dans le cas des alimentations à découpage et en particulier, au sein des convertisseurs PFC (Power Factor Correction), le fonctionnement d'un convertisseur Boost ou bien du transformateur d'un flyback est asymétrique continu, discontinu ou mixte avec une double échelle de temps (découpage haute fréquence avec une modulation basse fréquence) (figure 2).



CD : conduction discontinue

CC : conduction continue

T_{HF}: la période haute fréquence égale à la période de découpage

T_{BF}: la période basse fréquence

Figure 2 : Forme de courant en mode asymétrique avec une modulation basse fréquence

Pour estimer les pertes fer dans ces conditions, plusieurs solutions ont été proposées. Les solutions citées par [Ossart 90], [Hodgdon 88], [Brockmeyer 93], [Hui 94], [Mayergoyz 88], proposent des modèles mathématiques trop complexes pour être intégrés dans une démarche d'optimisation car ils rajoutent une étape supplémentaire en calculant les surfaces des cycles d'hystérésis. D'autre part, l'utilisation de la décomposition en série de Fourier [Severns] est exclue à cause de la non-linéarité entre les pertes fer, la fréquence et l'induction magnétique maximale. Ces derniers temps, Brockmeyer et d'autres auteurs [Brockmeyer 96/1], [Brockmeyer 96/2], [Durbaum 95], [Albach 96], [Reinert 99] proposent une approche basée sur la modification de l'équation de Steinmetz pour tenir compte des variations de dB/dt (la pente de l'induction magnétique) en calculant une fréquence équivalente f_{eq} (2).

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \cdot \pi^2} \cdot \int_0^{Tf} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \qquad (2)$$

ΔB étant l'ondulation magnétique maximale sur la période de fonctionnement Tf.

Les pertes sont calculées en remplaçant la fréquence f de l'équation de Steinmetz par la fréquence équivalente f_{eq} (3).

$$P(t) = Cm \cdot f_{eq}^{\ n1} \cdot B^{n2} \cdot \left(K1 \cdot t^2 - K2 \cdot t + K3 \right) \qquad (3)$$

Récemment, Jeili Li et autres [Jeili 01] ont montré les limites de la méthode de Brockmeyer dues au fait qu'elle introduit des modifications sur la fréquence sans modifier l'amplitude de l'induction magnétique. Pour cela, ils proposent une étape supplémentaire pour calculer une fréquence et une induction équivalentes en gardant les mêmes coefficients de l'équation de Steinmetz.

Pour avoir des formulations analytiques plus simples à être intégrées dans la procédure d'optimisation que nous envisageons, la démarche que nous proposons consiste à modifier les

coefficients de l'équation de Steinmetz en gardant les valeurs réelles de la fréquence de fonctionnement et de l'induction magnétique. Pour ce faire, nous avons adopté une méthode expérimentale [Larouci 02/3]. L'idée est de caractériser l'évolution des pertes fer par des formulations empiriques en conduction discontinue et en conduction continue et d'utiliser ces formulations, obtenues en haute fréquence, pour estimer les pertes fer en basse fréquence.

3. Procédure d'obtention des formules analytiques des pertes fer en conductions discontinue et continue

La démarche que nous proposons pour évaluer analytiquement les pertes fer en mode de fonctionnement asymétrique suppose que la pente de l'induction magnétique n'est pas très raide (pas de variations importantes de dB/dt). Sous cette condition, J.E.Triner [Triner 91] a montré que cette pente a peu d'influence sur les variations des pertes fer. Par ailleurs, la plupart des constructeurs donnent leurs abaques de pertes fer à 100 °C. En effet, pour des variations de température entre 30 °C et 100 °C, les pertes fer sont maximales à 100 °C. Nous caractériserons donc nos matériaux à cette température qui est représentative de la température de fonctionnement réelle d'un noyaux magnétique.

Sous ces conditions des variations de dB/dt et de température, les pertes fer en conduction discontinue, dépendent de la fréquence de découpage F_d et de l'induction maximale B_{max} (figure 3). En revanche, en conduction continue, elles dépendent de F_d, de B_{max} et de l'ondulation magnétique ΔB (figure 4).

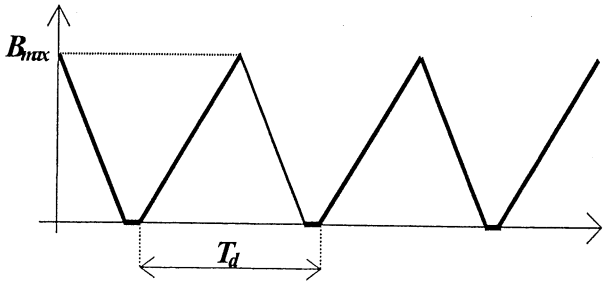


Figure 3 : Formes d'ondes de l'induction magnétique en conduction discontinue

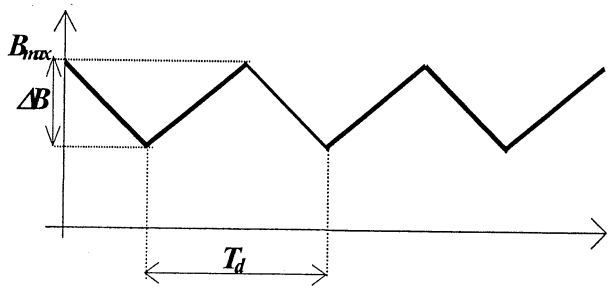


Figure 4 : Formes d'ondes de l'induction magnétique en conduction continue

Pour pouvoir faire varier tous ces paramètres (F_d, B_{max}, ΔB) dans ces deux modes de conduction et afin d'estimer les pertes fer avec une bonne précision, deux bancs de mesure ont été réalisés. Les résultats de mesure obtenues permettent de construire une base des données que nous allons utiliser pour évaluer les variations des pertes fer par des formules empiriques.

3.1 Mesure des pertes fer en conduction discontinue

Généralement, les alimentations à découpage opèrent uniquement en conduction discontinue ou en conduction continue. Le mode mixte présenté dans le premier chapitre est une combinaison de ces deux modes de fonctionnement. Ainsi, une évaluation des pertes en conduction discontinue et en conduction continue donne la possibilité d'estimer ces pertes en conduction mixte.

3.1.1 Dispositif de mesure

Pour mesurer les pertes fer en conduction discontinue dans un transformateur d'une alimentation à découpage, nous avons réalisé un montage en demi-pont asymétrique (figure 5) où l'enroulement secondaire est laissé à vide.

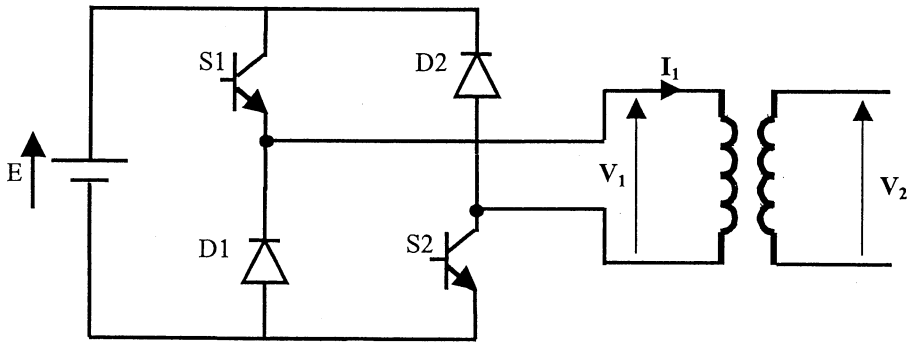


Figure 5 : Le dispositif de mesure des pertes fer en conduction discontinue

Pendant la conduction des interrupteurs S1 et S2, l'énergie est stockée au primaire du transformateur (magnétisation du transformateur). En revanche, sa démagnétisation est assurée par les diodes D1 et D2.

Le nombre de spires primaire étant égal à celui des spires secondaire, il résulte que le rapport de transformation du transformateur est unitaire. Sous cette condition nous avons : $V_2(t)=V_1(t)$.

La mesure des pertes fer consiste à faire fonctionner le transformateur à vide et de mesurer la tension secondaire $v_2(t)$ et le courant primaire $I_1(t)$. Ainsi, les pertes fer sont déduites de la puissance instantanée $V_2(t) \cdot I_1(t)$ dissipée dans le transformateur à vide (4).

$$P_{fer} = \frac{1}{T_d} \cdot \int_{to}^{to+T_d} I_1(t) \cdot V_2(t) \cdot dt \qquad (4)$$

T_d est la période de commutation des interrupteurs (période de découpage).

En conduction discontinue, la démagnétisation du transformateur est complète sur une période de découpage. Par conséquent, le courant primaire $I_1(t)$ s'annule avant la fin de la période de découpage.

Dans ce mode de conduction, les interrupteurs S1 et S2 sont commandés à l'amorçage et au blocage à fréquence de découpage F_d et à rapport cyclique α (rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur et la période de découpage) fixes. En pratique cette commande est réalisée à l'aide d'un GBF (Générateur Basse Fréquence).

Pendant l'intervalle $[0, \alpha \cdot T_d]$, les interrupteurs S1 et S2 conduisent. Le courant primaire durant cette phase s'exprime par la relation (5) ci-dessous :

$$I_1(t) = \frac{E}{L_1} \cdot t \qquad (5)$$

L_1 est l'inductance primaire du transformateur.

E est la tension d'alimentation.

La valeur maximale I_{1max} de ce courant est atteinte à l'instant de blocage des interrupteurs (6).

$$I_{1max} = \frac{E \cdot \alpha}{L_1 \cdot F_d} \qquad (6)$$

A partir du théorème d'Ampère, nous déduisons que I_{1max} s'exprime comme suit :

$$I_{1max} = \frac{R \cdot S_f \cdot B_{max}}{N} \qquad (7)$$

N étant le nombre de spires de l'enroulement primaire (égal à celui de l'enroulement secondaire).

S_f est la section effective du noyau magnétique.

R est la réluctance du noyau magnétique.

B_{max} est l'induction magnétique maximale dans le noyau.

Sachant que $L_1 = \frac{N^2}{R}$, nous déduisons une relation entre l'induction maximale et la tension d'alimentation (8).

$$\frac{B_{max}}{E} = \frac{\alpha}{S_f \cdot N \cdot F_d} \qquad (8)$$

D'après cette relation, nous constatons qu'à fréquence F_d fixe, l'induction magnétique maximale Bmax est directement proportionnelle à la tension d'alimentation E. La variation de

B_{max} peut être ajustée, alors, par la tension d'alimentation E en gardant le nombre de spires N constant, ce qui évite de rebobiner le transformateur pour chaque valeur de B_{max}.

3.1.2 Résultats de mesure

Nous avons effectué les mesures sur un noyau magnétique de ferrite 3F3 sans entrefer avec les paramètres suivants : α=0.3, N=3, Sf=97.1 mm^2 (ETD 34). Afin de pouvoir comparer les mesures aux abaques des constructeurs en régime symétrique sinusoïdal, nous allons nous intéresser aux fréquences F_d =25 kHz, 50 kHz et 100 kHz et aux valeurs maximales de l'induction magnétique B_{max}=0.1 T et 0.2 T.

Les figures 6 et 7 montrent le courant primaire et la tension aux bornes du secondaire à vide. Ces courbes sont relevées pour F_d=100 kHz et B_{max}=0.1 T.

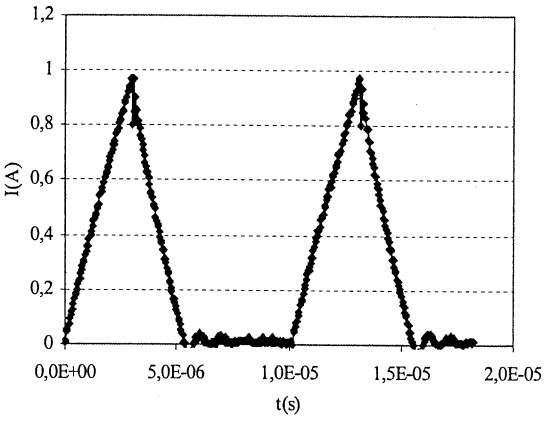


Figure 6 : Courant primaire en conduction discontinue

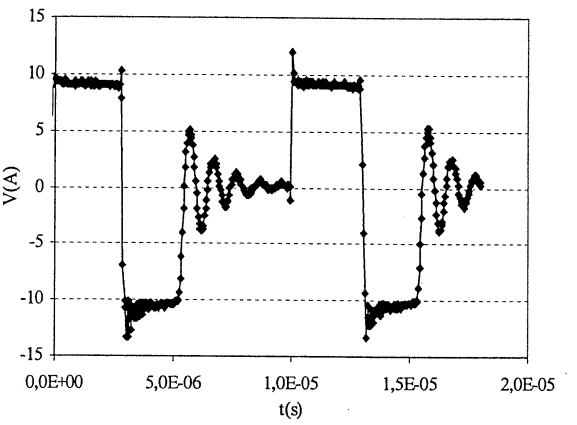


Figure 7 : Tension secondaire en conduction discontinue

Il est noté que les mesures des pertes fer sont effectuées sous la même température que celle des mesures données par les abaques constructeurs en régime alternatif sinusoïdal (T=100 °C). Pour ce faire, un four calorimétrique à température réglable est utilisé (figure 8). Pour éviter l'influence de l'auto-échauffement et de la constante thermique du matériau magnétique, nous avons mesuré ces pertes en 'mono-coup'. Cela consiste à régler la température du four calorimétrique à la valeur désirée, attendre la stabilité thermique, puis alimenter le transformateur et relever la mesure immédiatement.

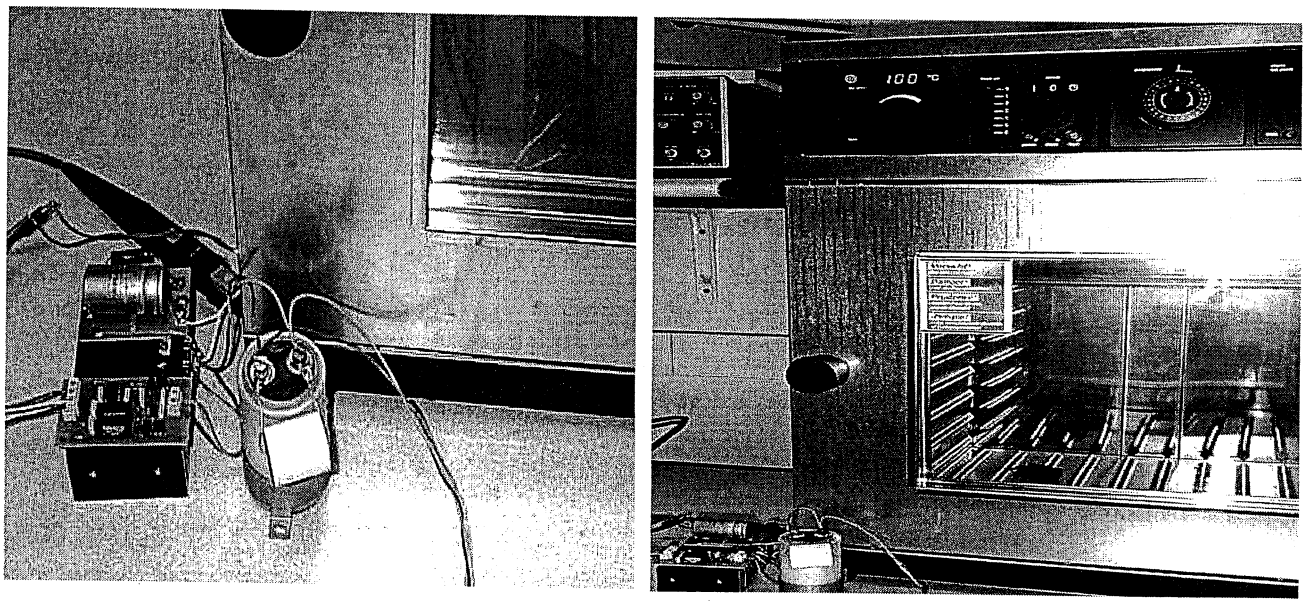


Figure 8 : Banc de mesure des pertes fer utilisant un four calorimétrique

Les figures 9 et 10 présentent les variations des pertes fer en fonction de la fréquence de découpage et de la valeur maximale de l'induction magnétique en conduction discontinue. Ces pertes sont comparées aux abaques du constructeur en régime alternatif sinusoïdal [Philips 98].

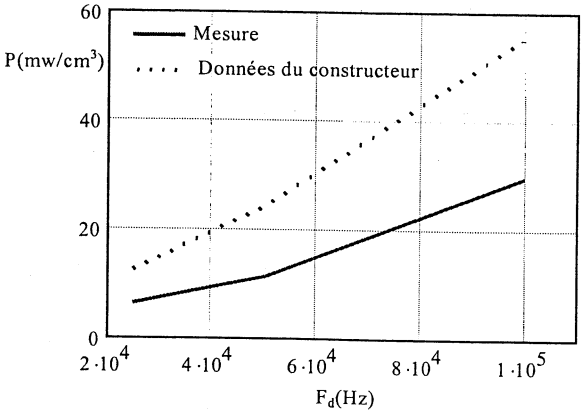


Figure 9 : Variations des pertes fer en fonction de F_d pour B_{max}=0.1 T

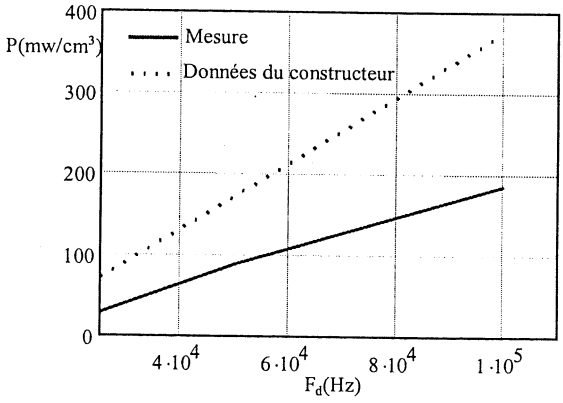


Figure 10 : Variations des pertes fer en fonction de F_d pour B_{max}=0.2 T

Nous constatons qu'à fréquence de fonctionnement donnée, les pertes fer mesurées en conduction discontinue sont, pratiquement, la moitié de celles données par le constructeur en régime alternatif sinusoïdal à même induction maximale. Ceci peut s'expliquer par le fait qu'en régime asymétrique discontinu le cycle d'hystérésis décrit est pratiquement la moitié du cycle symétrique.

3.2 Mesure des pertes fer en conduction continue

En conduction continue, les pertes fer ne dépendent pas seulement de la fréquence de découpage F_d et de la valeur maximale de l'induction magnétique B_{max}, mais également de l'ondulation de cette induction magnétique ΔB due à l'ondulation du courant traversant le bobinage.

3.2.1 Dispositif de mesure

Il est possible de mesurer les pertes fer en conduction continue avec le même circuit utilisé précédemment (figure 5) en commandant les interrupteurs du pont asymétrique par une commande à hystérésis (contrôle des valeurs maximale et minimale du courant dans le bobinage). Cependant, la fréquence de découpage est variable avec cette commande. Ainsi, il est impossible de découpler les variations de la fréquence, de l'ondulation magnétique et de la valeur maximale de l'induction magnétique. Pour fixer la fréquence de découpage F_d indépendamment des deux autres paramètres (B_{max} et ΔB), nous avons réalisé une structure à base d'un hacheur série (figure 11).

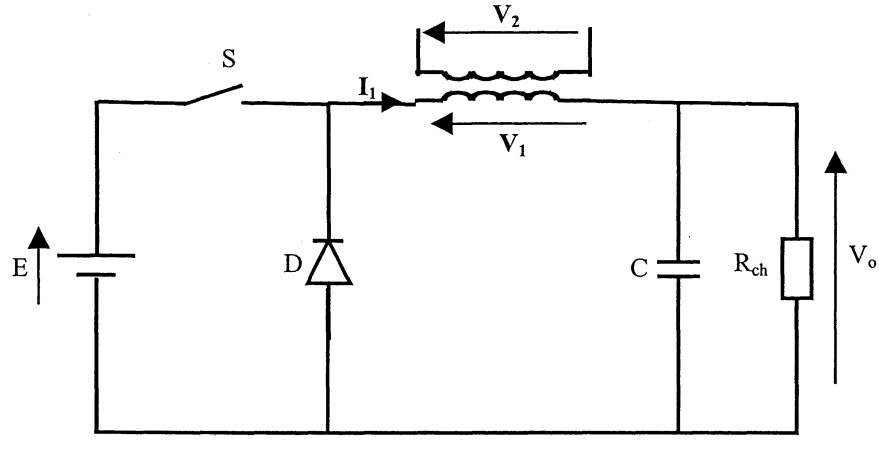


Figure 11 : Le dispositif de mesure des pertes fer en conduction continue

Le principe de mesure en conduction continue est identique à celui en conduction discontinue. La puissance dissipée dans le transformateur à vide est la valeur moyenne du produit instantané de la tension secondaire et du courant primaire.

L'interrupteur est commandé à fréquence et à rapport cyclique fixes à l'aide d'un GBF. La valeur maximale (I_{1max}) et l'ondulation (ΔI_1) du courant primaire sont contrôlées par l'intermédiaire de la tension d'alimentation (E) et de la résistance de charge (R_{ch}).

En considérant la tension de sortie (V_o) constante, nous déduisons que la valeur moyenne du courant primaire s'exprime comme suit :

$$I_{1moy} = \frac{\alpha \cdot E}{R_{ch}} \tag{9}$$

D'autre part, l'ondulation du courant I_1 est donnée par la relation 10 ci-dessous :

$$\Delta I_1 = \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot E}{L_1 \cdot F_d} \tag{10}$$

A fréquence de découpage et ondulation du courant primaire fixes, nous déduisons la valeur de la tension d'alimentation nécessaire à ce point de fonctionnement : $E = \frac{L_1 \cdot F_d}{\alpha \cdot (1-\alpha)} \cdot \Delta I_1$.

La valeur de la résistance de charge est déduite de la valeur moyenne du courant primaire imposé : $R_{ch} = \frac{\alpha \cdot E}{I_{1moy}}$.

En fixant la valeur moyenne et l'ondulation du courant primaire, nous fixons la valeur maximale de ce courant (11):

$$I_{1max} = \frac{\alpha \cdot E}{R_{ch}} + \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot E}{2 \cdot L_1 \cdot F_d} \tag{11}$$

La valeur maximale du courant primaire et son ondulation vont imposer, respectivement, la valeur maximale et l'ondulation de l'induction magnétique.

3.2.2 Résultats de mesure

Les mesures sont effectuées sur le même circuit magnétique utilisé en conduction discontinue (ETD 34, 3F3) à la même température de fonctionnement (100°C). Cependant, le rapport cyclique est fixé à 0.7.

Les formes d'ondes expérimentales ci-dessous présentent le courant primaire et la tension aux bornes du secondaire du transformateur à vide. Elles sont relevées pour F_d =50 kHz, B_{max}=0.1 T et ΔB=0.05 T.

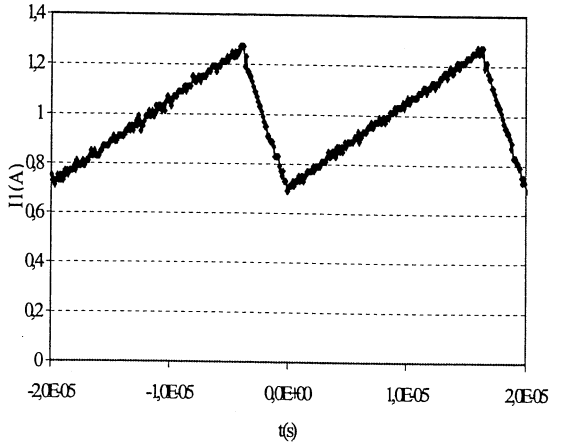


Figure 12 : Courant primaire en conduction continue

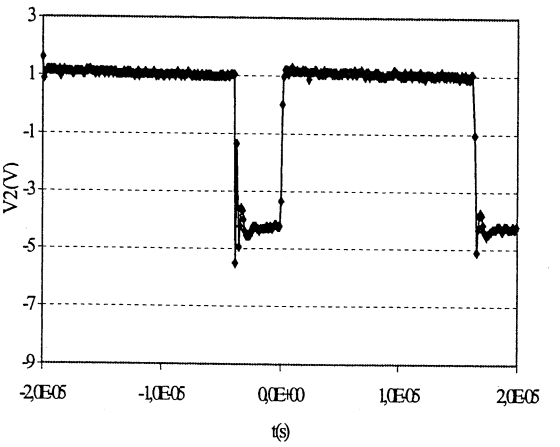


Figure 13 : Tension secondaire en conduction continue

La figure 14 présente les variations des pertes fer volumiques mesurées en fonction de la fréquence de découpage pour B_{max}=0.1 T, ΔB=0.025 T, ΔB=0.05 T et ΔB=0.075 T, ainsi que les pertes données par le constructeur en régime alternatif sinusoïdal divisées par deux. Ces pertes de constructeur sont données pour une valeur maximale de l'induction magnétique B_{max}=0.1 T.

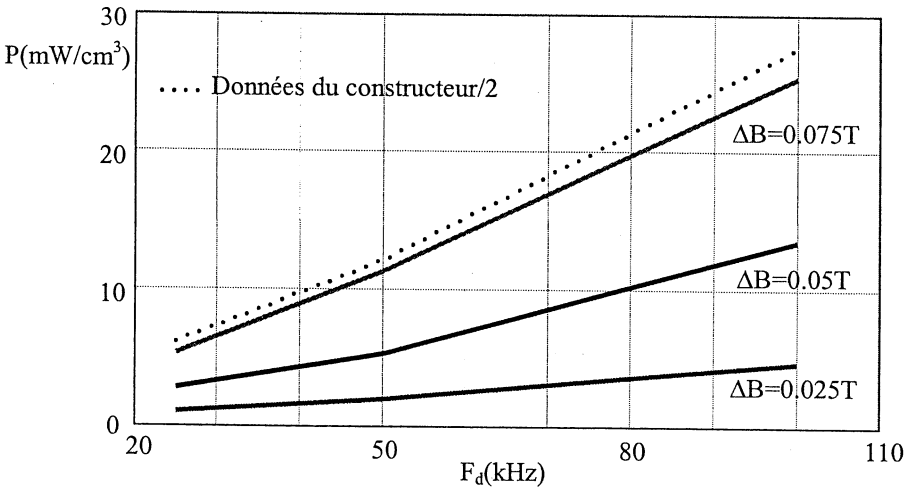


Figure 14 : Pertes fer mesurées en conduction continue pour B_{max}=0.1T

Nous constatons que les pertes fer mesurées augmentent lorsque la fréquence de découpage ou l'ondulation de l'induction magnétique augmente. Les valeurs de ces pertes se rapprochent des données du constructeur en régime symétrique sinusoïdal divisées par deux lorsque la valeur de ΔB se rapproche de B_{max}. Cela confirme les résultats obtenus en conduction discontinue (les pertes mesurées sont proches des données du constructeur divisées par deux).

La figure 15 montre les résultats de mesures des pertes fer obtenus pour B_{max}=0.2 T et différentes valeurs de ΔB.

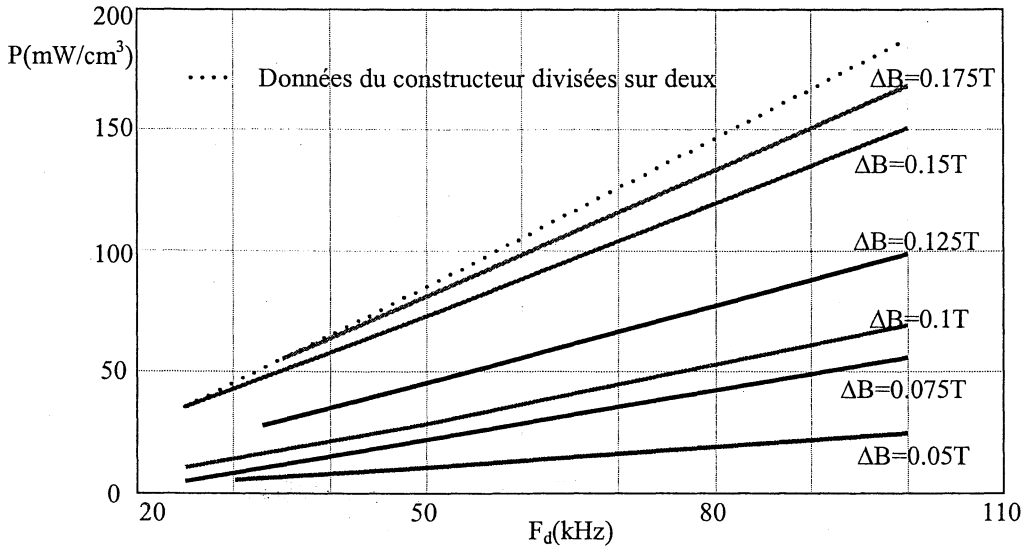


Figure 15 : Pertes fer mesurées en conduction continue pour B_{max}=0.2 T

En comparant ces résultats avec ceux obtenus pour B_{max}=0.1 T (pour la même fréquence de découpage et la même ondulation de l'induction magnétique) nous remarquons que les pertes fer sont proportionnelles à la valeur maximale de l'induction magnétique. Par ailleurs, nous constatons que les pertes fer en régime asymétrique continu se rapprochent de celles en régime alternatif sinusoïdal divisées par deux lorsque ΔB se rapproche de B_{max}.

3.3 Mesure des pertes fer dans un matériau 3F3 noyau ETD 49

Afin de tester la validité des résultats de mesure des pertes fer en mode asymétrique discontinu et continu sur le noyau ETD 34 en 3F3, nous avons mesuré les pertes fer dissipées dans un noyau ETD 49 du même matériau (3F3).

Nous superposons sur les figures 16 et 17 l'évolution des pertes fer volumiques dans les noyaux ETD 34 et ETD 49 en fonction de la fréquence de découpage pour deux valeurs de l'amplitude B_{max} et de l'ondulation ΔB de l'induction magnétique.

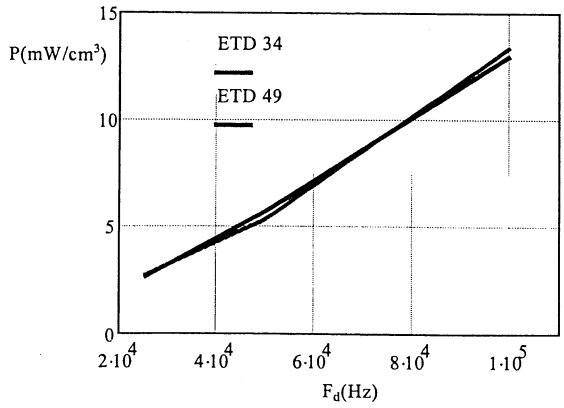


Figure 16 : Pertes fer volumiques pour B_{max}=0.1 T et ΔB=0.05 T

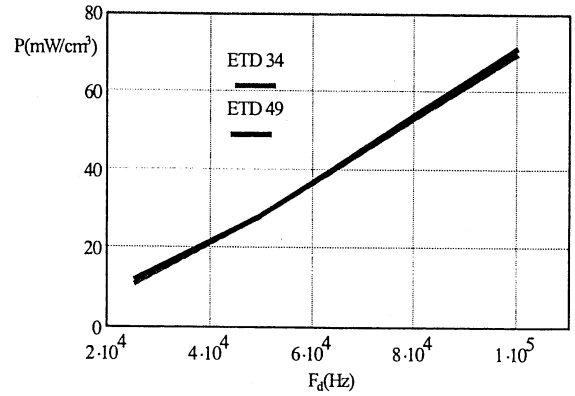


Figure 17 : Pertes fer volumiques pour B_{max}=0.2 T et ΔB=0.1 T

D'après ces figures, nous déduisons que les pertes fer dissipées dans un noyau ETD en matériau 3F3 sont directement proportionnelles au volume du circuit magnétique utilisé. Nous constatons donc que les pertes fer volumiques mesurées dans le noyau ETD 34 sont généralisables sur tous les noyaux ETD en 3F3.

3.4 Mesure des pertes fer dans un tore en matériau 3F3

Après avoir généralisé les résultats de mesure des pertes fer obtenus dans un noyau ETD 34 sur tous les noyaux ETD en 3F3, nous avons effectué d'autres mesures pour tester l'influence du matériau et de la forme du circuit magnétique utilisé. Dans un premier temps, des mesures sur un tore en matériau 3F3 sont réalisées.

Les figures 18 et 19 présentent les variations des pertes fer mesurées sur un tore 3F3 en conduction discontinue pour B_{max}=0.1 T et en conduction continue pour B_{max}= 0.1 T et ΔB = 0.05 T en fonction de la fréquence de fonctionnement.

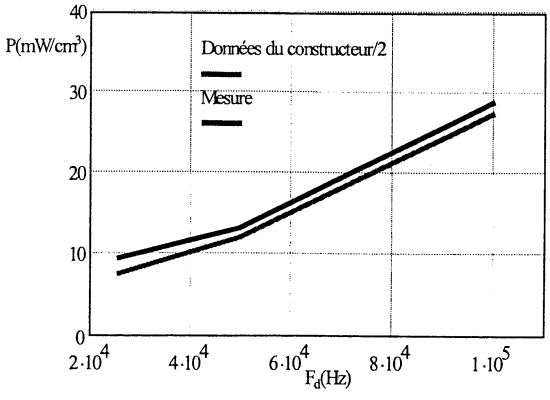


Figure 18 : Pertes fer mesurées comparées aux données du constructeur en conduction discontinue

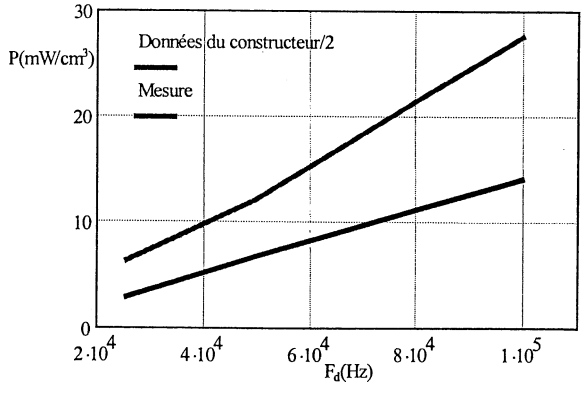


Figure 19 : Pertes fer mesurées comparées aux données du constructeur en conduction continue

Nous constatons que les résultats obtenus confirment les précédents. En effet, les pertes fer dissipées dans le tore en conduction discontinue sont très proches de la moitié des données de constructeur en régime alternatif sinusoïdal.

3.5 Mesure des pertes fer dans un matériau 3C8 noyau ETD 34

Dans un deuxième temps, nous avons changé le matériau 3F3 par un autre type, moins bon du point de vue pertes (le 3C8). Les mesures effectuées sur un noyau ETD 34 en matériau 3C8 pour le mode de fonctionnement discontinu (figure 20) et continu (figure 21), permettent de conclure que les pertes fer dissipées dans un circuit magnétique en mode asymétrique discontinu sont, pratiquement, la moitié des données du constructeur en mode symétrique sinusoïdal. Par ailleurs, ces pertes sont 2 à 3 fois plus importantes que celles dissipées dans le matériau 3F3.

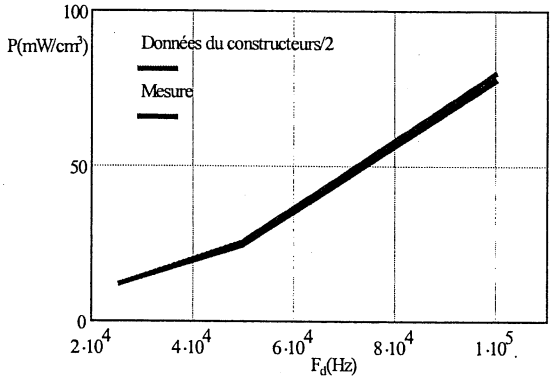


Figure 20 : Mesure des pertes fer dans un matériau 3C8 en conduction discontinue pour B_{max}=0.1 T

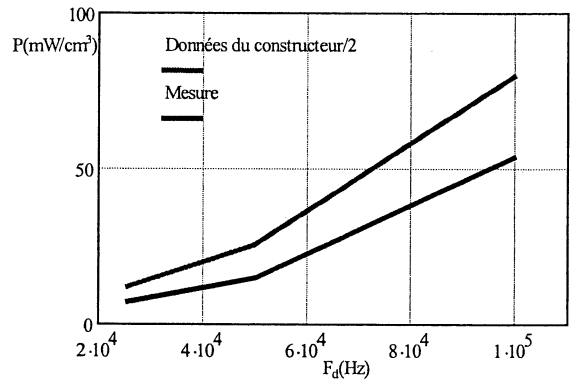


Figure 21 : Mesure des pertes fer dans un matériau 3C8 en conduction continue B_{max}=0.1 T et ΔB=0.05 T

4. Estimation des pertes fer mesurées sur le matériau 3F3 par des formules empiriques

Pour généraliser les résultats de mesures obtenus, nous avons proposé des formules empiriques estimant les pertes fer en mode asymétrique discontinu et continu à la température de fonctionnement T=100°C.

Du point de vue optimisation, il est nécessaire d'estimer ces pertes par des fonctions analytiques continues et dérivables afin de les introduire dans une procédure d'optimisation basée sur un algorithme de type gradient.

Si nous supposons que la pente de l'induction magnétique n'est pas très raide (rapport cyclique varie entre 0.3 et 0.7) nous pouvons admettre que cette pente a peu d'influence sur les variations des pertes fer [Triner 91].

Sous cette condition, les pertes fer en conduction discontinue dépendent de la fréquence de découpage et de l'induction maximale. L'évolution de ces pertes peut être exprimée par la relation 12 ci-dessous :

$$Pfer_cd = k \cdot F_d^{n1} \cdot B_{max}^{n2} \qquad (12)$$

K, n1 et n2 sont des coefficients déterminés par la résolution d'un système d'équations décrit à partir des points de la mesure.

Nous avons trouvé que les pertes fer volumiques en conduction discontinue s'expriment comme suit :

$$Pfer_cd = 0.038 \cdot F_d^{1.1} \cdot B_{max}^{2.63} \qquad (13)$$

Avec : Pfer_cd en mW/cm^3, F_d en Hz et B_{max} en Tesla.

Nous superposons sur les figures 22 et 23 l'évolution des pertes fer en conduction discontinue relevées de la mesure et estimées par la formule empirique 13 pour B_{max}=0.1 T et 0.2 T.

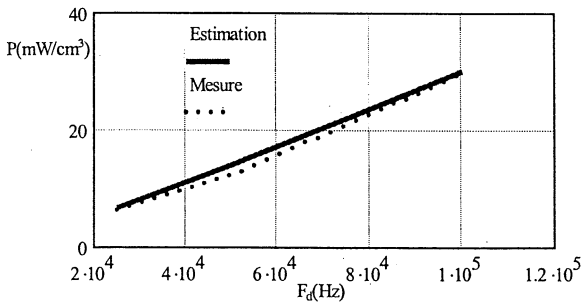


Figure 22 : Pertes fer mesurées et estimées en conduction discontinue pour B_{max}=0.1 T

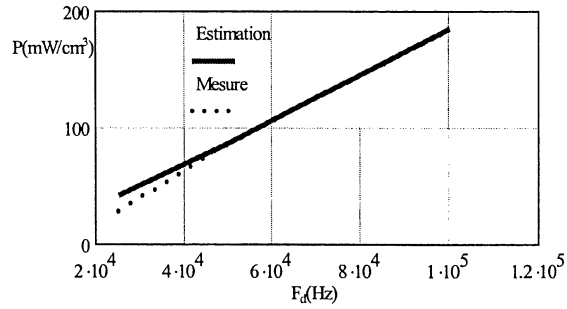


Figure 23 : Pertes fer mesurées et estimées en conduction discontinue pour B_{max}=0.2 T

D'après cette comparaison entre la mesure et la formule empirique, nous constatons que l'estimation des pertes fer en conduction discontinue est validée (écart de 10%).

En suivant la même démarche et en introduisant l'ondulation magnétique, les pertes volumiques en mode de fonctionnement continu évoluent selon la relation 14 :

$$Pfer_cc = 0.005 \cdot F_d^{1.27} \cdot B_{max}^{0.71} \cdot \Delta B^{1.71} \qquad (14)$$

Les figures suivantes présentent les pertes fer volumiques mesurées superposées à celles estimées par la formule 14 pour B_{max}=0.1 T, 0.2 T et différentes valeurs de l'ondulation magnétique.

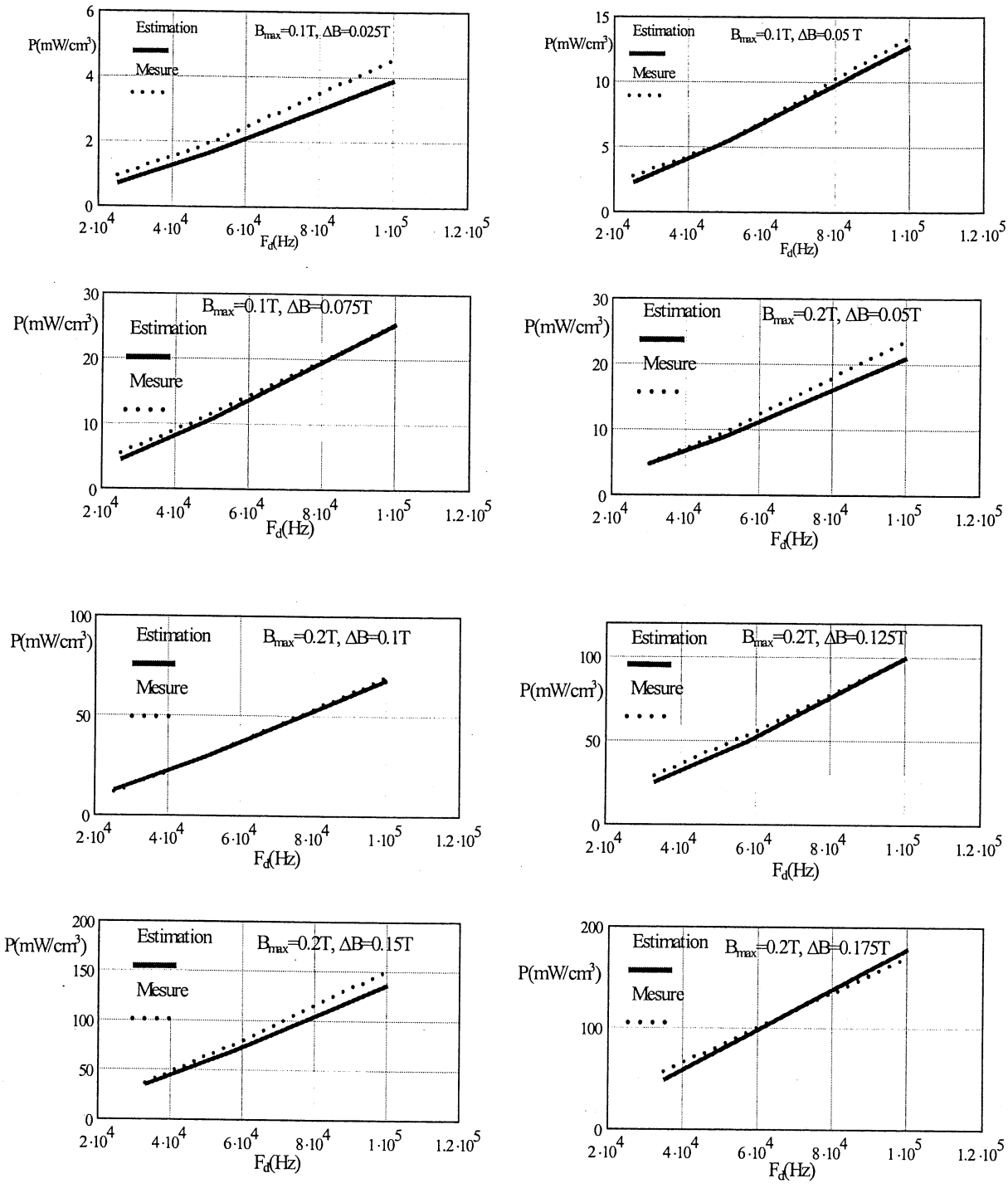


Figure. 24.* : Pertes fer mesurées et estimées en conduction continue pour B_{max}=0.1T, B_{max}=0.2T et différentes valeurs de ΔB

L'erreur maximale commise sur l'estimation ne dépasse pas 15%, ce qui valide cette estimation sur la plage de fréquence 25 kHz-100 kHz où opèrent une grande famille des alimentations à découpage. Notons que dans le but de bénéficier des avantages de l'optimisation avec des modèles analytiques, comme cela sera analysé dans le chapitre 6, cette précision est acceptable.

5. Estimation des pertes fer en basse fréquence

Dans les alimentations à découpage et en particulier, au sein des convertisseurs PFC, l'inductance d'un convertisseur Boost ou bien le transformateur d'un Flyback sont parcourus par des courants haute fréquence pouvant être en mode continu, discontinu ou mixte avec une modulation basse fréquence.

Ainsi, les pertes fer dissipées dans le circuit magnétique doivent être évaluées sur une période basse fréquence. Une mesure directe des pertes fer dans le cas d'un PFC est possible, mais elle n'offre pas les informations suffisantes pour réaliser un processus de conception (dans le quel nous avons besoin des expressions analytiques). La méthode proposée consiste à employer les expressions analytiques obtenues en haute fréquence pour chacun des deux modes de conduction et à intégrer ces résultats sur une période basse fréquence.

Cette approche est validée expérimentalement sur une maquette d'un convertisseur boost en mode PFC.

5.1 Dispositif de mesure

Pour mesurer les pertes fer en basse fréquence dans une structure en absorption sinusoïdale, nous avons utilisé un convertisseur boost en mode PFC (figure 25).

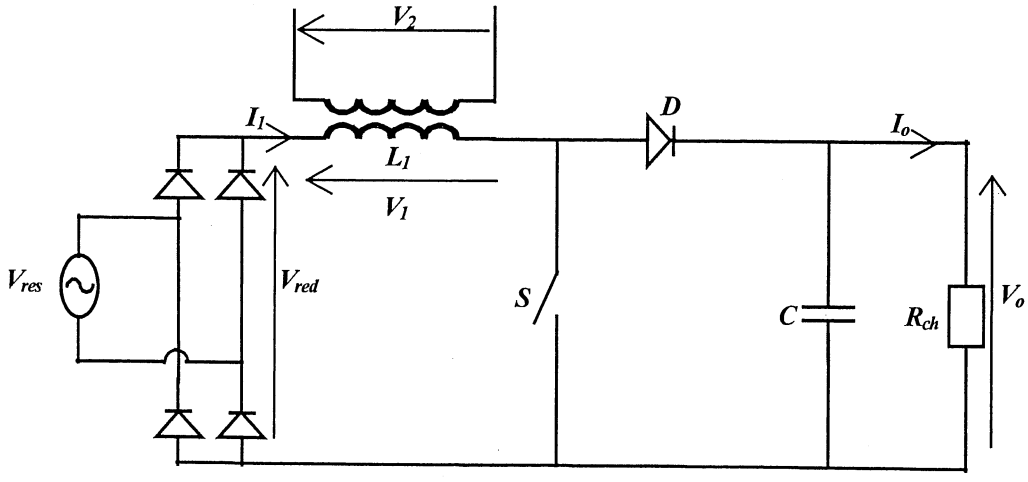


Figure 25 : Circuit de mesure des pertes fer en basse fréquence

Dans cette structure, nous désirons avoir un courant primaire sinusoïdal : $I_1(t) = I_{max} \cdot |\sin(\omega \cdot t)|$.

$I_{max} = \dfrac{2 \cdot V_o^{\,2}}{R_{ch} \cdot V_{max}}$ étant l'amplitude de ce courant.

Avec :

V_o : la tension de sortie supposée constante,

R_{ch} : la résistance de charge,

V_{max} : l'amplitude de la tension d'alimentation.

Pour assurer l'absorption sinusoïdale et la régulation de la tension de sortie à fréquence de découpage fixe, le rapport cyclique doit évoluer selon la relation 15 [Ferrieux] :

$$\alpha(t) = 1 - \frac{V_{max}}{V_o} \cdot \sin(\omega \cdot t) \qquad (15)$$

Il résulte que l'ondulation du courant primaire s'exprime comme suit :

$$\Delta I_1(t) = \frac{V_{max}}{L_1 \cdot F_d} \cdot \left[1 - \frac{V_{max}}{V_o} \cdot \sin(\omega \cdot t) \right] \qquad (16)$$

Connaissant la valeur maximale et l'ondulation du courant primaire, nous pouvons déduire la valeur maximale et l'ondulation de l'induction magnétique.

5.2 Résultats de mesure

5.2.1 Résultats de mesure en conduction discontinue :

Les figures 26 et 27 montrent le courant primaire et la tension secondaire en mode de fonctionnement discontinu avec une modulation basse fréquence. Ces courbes sont relevées pour une fréquence de découpage F_d=66 kHz et une inductance primaire L_1=32 µH.

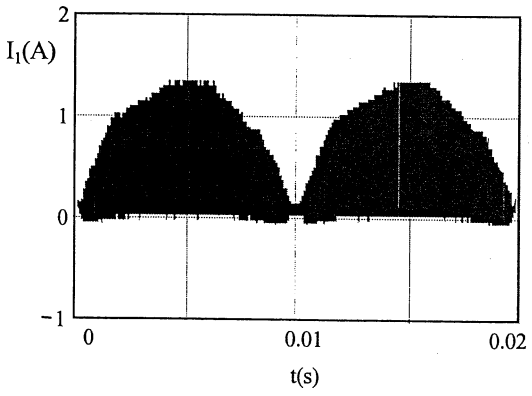


Figure 26 : Evolution du courant primaire en conduction discontinue

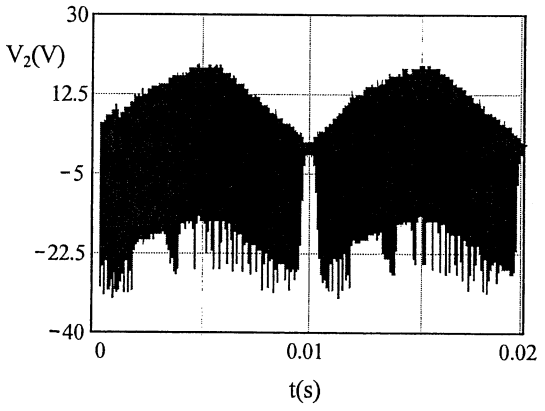


Figure 27 : Evolution de la tension secondaire en conduction discontinue

Dans ce cas, la mesure des pertes fer sur une période basse fréquence donne : Pfer_cd_BF=36.6 mW/cm^3. Notons que l'utilisation d'un oscilloscope numérique spécifique [Tectronix 00] nous a permis de stocker un nombre suffisant d'échantillons (300 points par période de découpage) pour effectuer ces mesures.

Pour estimer ces pertes analytiquement, nous considérons que la valeur des pertes fer sur une période basse fréquence (Pfer_cd_BF_est) est la somme des pertes fer dissipées sur toutes les périodes haute fréquence (17) :

$$\text{Pfer_cd_BF_est} = \frac{4 \cdot F_r}{F_d} \cdot \sum_{i=1}^{\frac{F_d}{4 \cdot F_r}} \text{Pfer_cd_HF}(i) \qquad (17)$$

Avec :

i désigne la $i^{éme}$ période de découpage,

F_r est la période réseau,

$\text{Pfer_cd_HF}(i) = 0.038 \cdot F_d^{1.1} \cdot B_{max}(i)^{2.63}$ est la valeur des pertes fer dissipées sur la $i^{éme}$ période haute fréquence.

Cette estimation analytique conduit à une valeur à 6% près des pertes fer mesurées (Pfer_cd_BF_est=34.5 mW/cm^3).

5.2.2 Résultats de mesure en conduction continue :

Les courbes expérimentales 28 et 29 présentent l'évolution du courant primaire et de la tension secondaire sur une période basse fréquence en conduction continue. Ces courbes sont relevées pour F_d=66 kHz et L_1=2.35 mH.

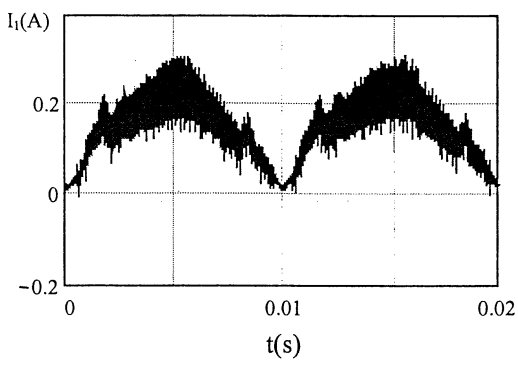


Figure 28 : Evolution du courant primaire en conduction continue

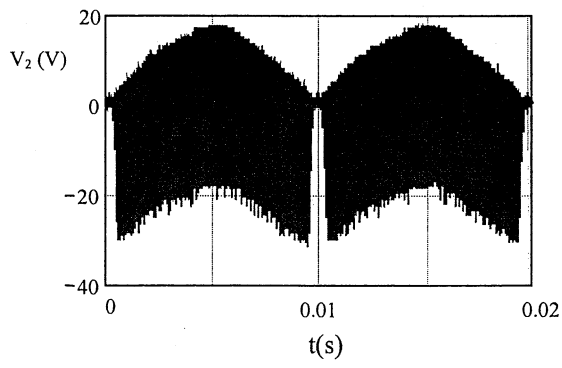


Figure 29 : Evolution de la tension secondaire en conductio continue

Nous avons effectué les mesures sur deux inductances L_1=0.9 mH et L_1=2.35 mH. Dans le tableau 1, les résultats de mesure sont comparés aux valeurs des pertes fer estimées analytiquement par la relation 18 ci-dessous.

$$\text{Pfer_cc_BF_est} = \frac{4 \cdot F_r}{F_d} \cdot \sum_{i=1}^{\frac{F_d}{4 \cdot F_r}} \text{Pfer_cc_HF}(i) \qquad (18)$$

Avec : $Pfer_cc_HF(i) = 0.005 \cdot F_d^{1.27} \cdot B_{max}(i)^{0.71} \cdot \Delta B(i)^{1.71}$

L1(mH)	*Pertes fer mesurées (mW/cm³)*	*Pertes fer estimées (mW/cm³)*
0.9	18.4	19.5
2.35	5.9	4.95

Tableau 1 : Pertes fer mesurées et estimées analytiquement

Nous pouvons conclure que l'estimation analytique des pertes fer en basse fréquence à partir des formules empiriques caractérisant l'évolution de ces pertes en haute fréquence, est validée avec un écart de 15%.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un modèle analytique pour évaluer les pertes fer dans les composants magnétiques utilisés dans les alimentations à découpage en mode de fonctionnement discontinu, continu et mixte. L'objectif est de disposer, pour ce mode particulier de fonctionnement, d'une formulation analytique précise, simple et facilement intégrable dans une démarche d'optimisation.

Pour ce faire, nous avons réalisé un banc de mesure pour chaque type de conduction (discontinu et continu) et nous avons effectué les mesures, séparément, pour différents points de fonctionnement. Les mesures effectuées sur les matériaux 3F3 et 3C8, noyaux ETD et tore, ont montré que les pertes fer dissipées en conduction discontinue sont, pratiquement, la moitié des données du constructeur en régime alternatif sinusoïdal. En revanche, en conduction continue, les pertes fer dépendent de l'ondulation magnétique. Ces pertes se rapprochent de la moitié des abaques du constructeur lorsque l'ondulation magnétique se rapproche de l'amplitude de l'induction magnétique. Ces mesures ont permis de caractériser, en haute fréquence, l'évolution des pertes fer dissipées dans un matériau 3F3, en régime asymétrique discontinu et continu, par des formules empiriques. Le mode de fonctionnement mixte, qui nous intéresse en particulier dans ces travaux, est déduit de ces deux régimes.

L'intégration de ces formules analytiques sur la basse fréquence nous a permis d'évaluer les pertes fer sur la période de modulation basse fréquence, considérées comme somme des pertes dissipées sur toutes les périodes haute fréquence. L'approche que nous avons adoptée a été validée sur une maquette d'une structure boost en mode PFC avec un écart maximal de 15%. Cette précision est tout à fait acceptable dans une démarche

d'optimisation globale et complexe qui tient compte de plusieurs aspects de fonctionnement. Toutefois, l'estimation analytique développée est applicable dans la plage de fréquence allant de 25 kHz à 100 kHz. Toutefois, cette approche ne tient pas compte des formes d'ondes de l'induction magnétique caractérisées par des variations importantes (fort dB/dt).

A ce stade, nous disposons d'un modèle, prêt à être intégré dans une démarche d'optimisation, pour évaluer analytiquement les pertes fer dans les composants magnétiques. Cependant, il y a une deuxième source des pertes dans ces composants magnétiques liées aux pertes joules dissipées dans le bobinage. L'objectif du prochain chapitre est de développer un modèle pour estimer ces pertes joules et compléter ainsi les modèles des pertes.

Chapitre 4

Pertes cuivre dans les éléments bobinés

1. INTRODUCTION **86**

2. ESTIMATION ANALYTIQUE DES PERTES CUIVRE DANS UN BOBINAGE **86**

2.1 ESTIMATION DES PERTES PAR EFFET DE PROXIMITÉ 87

2.1.1 Remplacer le bobinage par une couche homogène *87*

2.1.1.1 Calcul de la perméabilité complexe équivalente 87

2.1.1.2 Résultats de simulation 90

2.1.2 Champ dans un bobinage homogène *92*

2.1.2.1 Résultats de simulation 94

2.1.3 Calcul analytique des pertes par effet de proximité dans la plaque homogène *96*

2.1.3.1 Simulation en 2D 97

2.1.3.2 Simulation en 3D 97

2.2 ESTIMATION DES PERTES DUES À L'ENTREFER 100

2.2.1 Equivalence entre un entrefer et un conducteur *100*

2.2.1.1 Calcul du courant dans le fil équivalent 101

2.2.1.1 Résultats de simulation 102

2.2.2 Estimation analytique des pertes dues à l'entrefer *104*

2.3 LES PERTES PAR EFFET DE PEAU 106

3. ESTIMATION DES PERTES CUIVRE DANS UN TRANSFORMATEUR DU FLYBACK **108**

3.1 PERTES PAR EFFET DE PROXIMITÉ DANS UN TRANSFORMATEUR SANS ENTREFER 109

3.2 PERTES DUES À L'ENTREFER PLUS PERTES DE PROXIMITÉ 112

3.3 PERTES PAR EFFET DE PEAU 114

4. CONCLUSION **115**

1. Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons développé un modèle des pertes fer dans le circuit magnétique d'un composant bobiné. Dans le but d'évaluer analytiquement les pertes dissipées dans le bobinage de ce composant et de compléter le modèle des pertes, ce chapitre s'intéresse aux pertes cuivre. Dans ce domaine, plusieurs travaux ont proposé des expressions analytiques de la résistance en alternatif sans tenir compte des circuits magnétiques comprenant un entrefer [Dowell 66], [Vankatraman 84], [Carsten 86], [Jongsma 86], [Vandelac 88], [Goldberg 87], [Spreen 90], [Hurley 00], [Schutz 97], [Schutz 99]. Pour tenir compte de l'entrefer, plusieurs travaux basés sur la simulation type éléments finis, coûteuse en temps de calcul et non adaptée à une procédure d'optimisation, existent également [Cogitore 94/1], [Cogitore 94/2], [Laveuve 91], [Lofti 93], [Schellmanns 97], [Fouassier 98], [Breslin 97], [Rudy 92], [Jiankun 99], [Kutkut 95]. Dans ce dernier contexte, nous avons développé une approche basée sur l'équivalence entre un bobinage réel et une couche homogène caractérisée par une perméabilité magnétique complexe. Comme nous allons le montrer, cette approche réduit considérablement la durée de la simulation type éléments finis et procure un modèle analytique facile à intégrer dans une démarche d'optimisation.

Nous allons étudier le cas d'une inductance et le cas d'un transformateur de flyback. Nous validerons d'abord l'équivalence entre le bobinage réel et la couche homogène caractérisée par une perméabilité magnétique complexe. Ensuite, nous allons estimer analytiquement le champ magnétique créé dans cette couche pour aboutir finalement à des expressions analytiques des pertes cuivre. Cette démarche sera validée par la simulation Flux2D [Flux2D 00] et Flux3D [Flux3D 00].

2. Estimation analytique des pertes cuivre dans un bobinage

Pour leurs intérêts en rapidité de calcul tout en fournissant une précision correcte des résultats obtenus, les modèles analytiques sont fortement recommandés pour effectuer une procédure d'optimisation sous contraintes. C'est pourquoi nous cherchons à modéliser analytiquement les pertes cuivre dans un enroulement d'un composant bobiné.

Nous nous intéressons ici aux pertes par effet de proximité, aux pertes dues à l'entrefer et aux pertes par effet de peau. Rappelons que les pertes par effet de proximité sont les pertes dissipées dans un conducteur sous l'effet du champ créé par les conducteurs voisins, que les pertes dues à l'entrefer sont celles dissipées dans le bobinage sous l'effet du champ crée par l'entrefer, et que les pertes par effet de peau sont dissipées dans le conducteur sous l'effet du champ créé par le conducteur lui-même.

2.1 Estimation des pertes par effet de proximité

Pour mener cette estimation, nous avons besoin de quelques hypothèses adaptées à notre problème. Tout d'abord, nous supposons que chaque bobinage du composant est constitué de fils cylindriques régulièrement espacés. En suite, nous raisonnerons en supposant que ces spires été déroulées afin de ramener le problème analytique à un problème 2D plan.

L'estimation des pertes par effet de proximité consiste, dans un premier temps, à remplacer une couche de bobinage dont les fils sont définies par une perméabilité relative réelle (μr) et une résistivité électrique (ρ) par une couche magnétique homogène caractérisée par une perméabilité relative complexe équivalente (μreq). Ainsi, le calcul des pertes s'effectuera sur une plaque homogène et non pas sur chaque fil du bobinage.

2.1.1 Remplacer le bobinage par une couche homogène

Un fil cylindrique plongé dans un champ radial variable crée un moment dipolaire proportionnel au champ appliqué (1). Il apparaît donc, dans l'enroulement, un moment dipolaire par unité de volume.

$$M = \alpha \cdot Hex \qquad (1)$$

Connaissant la polarisabilité α d'un fil cylindrique [Landau], nous pouvons déduire la perméabilité relative équivalente μreq.

Le problème revient alors à évaluer les pertes dans un matériau homogène caractérisé par une perméabilité complexe.

2.1.1.1 Calcul de la perméabilité complexe équivalente

Soit un fil cylindrique dans un champ externe Hex. Nous supposons que ce champ est uniforme, périodique et perpendiculaire à l'axe du fil. Les courants induits dans ce fil créent un moment dipolaire proportionnel au champ appliqué (1).

Le calcul de la polarisabilité α est détaillé par Landau [Landau 69]. Il est basé sur l'évaluation des champs à l'intérieur et à l'extérieur d'un cylindre en respectant la continuité du champ sur la surface de ce cylindre. Ainsi, la polarisabilité dépend de la fréquence f par l'intermédiaire de l'épaisseur de peau et s'exprime au moyen des fonctions J_0 et J_1 de Bessel comme le montre la relation 2 ci-dessous:

$$\alpha(f) = -\left[1 - \frac{2}{e^{j\cdot\frac{3\cdot\pi}{4}}\cdot\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}}}\cdot\frac{\mathrm{ber}\left(1,\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}}\right) + j\cdot\mathrm{bei}\left(1,\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}}\right)}{\mathrm{ber}\left(0,\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}}\right) + j\cdot\mathrm{bei}\left(0,\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}}\right)}\right] \qquad (2)$$

Les fonctions ber et bei donnent les parties réelle et imaginaire des fonctions de Bessel.

fp est la fréquence de peau pour laquelle l'épaisseur de peau δp est égale au rayon du fil:

$$fp = \frac{\rho}{\pi\cdot\mu\cdot\delta p^2} \qquad (3)$$

ρ étant la résistivité du fil et μ sa perméabilité.

Des approximations de la polarisabilité en basse et en haute fréquence sont données [Landau] :

$$\alpha(\omega) = \frac{r^4\cdot\mu^2\cdot\omega^4}{96\cdot\pi\cdot\rho} - j\cdot\frac{r^2\cdot\mu\cdot\omega}{16\cdot\pi\cdot\rho} \text{ en basse fréquence,}$$

$$\alpha(\omega) = \frac{1}{2\cdot\pi}\cdot\left(1 - \frac{1}{r}\cdot\sqrt{\frac{2\cdot\rho}{\mu\cdot\omega}}\right) - j\cdot\frac{1}{2\cdot\pi\cdot r}\cdot\sqrt{\frac{2\cdot\rho}{\mu\cdot\omega}} \text{ en haute fréquence.}$$

Dans une couche de bobinage, un fil déterminé subit non seulement le champ appliqué extérieurement Hex, mais aussi celui Hr créé par l'ensemble des autres fils (effet de proximité) (4) :

$$Hr = \frac{-\pi}{6\cdot hpas^2}\cdot M \qquad (4)$$

Avec : hpas la distance entre deux fils voisins (figure 1) :

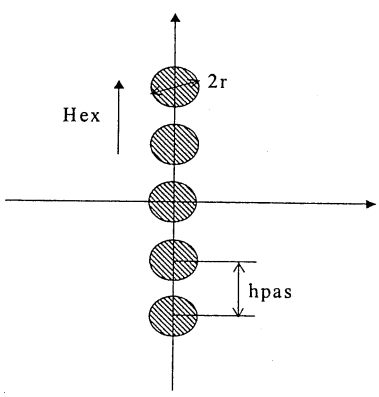


Figure 1 : Couche de bobinage avec des fils cylindriques

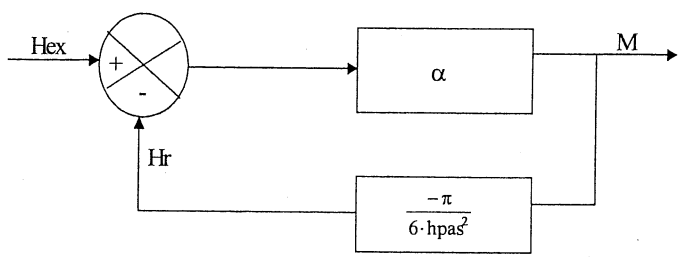


Figure 2 : Moment dipolaire créé par un fil cylindrique dans une couche de bobinage

Cette réaction a pour effet de diminuer la valeur du champ externe appliqué sur un fil (figure 2).

A partir de la figure 2, nous déduisons que la polarisabilité effective s'exprime comme suit :

$$\alpha eff(f) := \frac{1}{2\pi \cdot r^2} \cdot \frac{2\pi \cdot r^2 \cdot \alpha(f)}{1 - 2\pi \cdot r^2 \cdot \alpha(f) \cdot \frac{\pi}{6 \cdot hpas^2}} \qquad (5)$$

La perméabilité relative qui équivaut à un enroulement de fils cylindriques se déduit de la polarisabilité magnétique d'un fil en tenant compte du coefficient de foisonnement Kf (rapport entre la section du cuivre et la section équivalente du matériau homogène réservée au bobinage) comme suit :

$$\mu req(f) = 1 + Kf \cdot \alpha eff(f) \qquad (6)$$

Les figures 3 et 4 présentent les variations de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité complexe équivalente en fonction de la fréquence pour r=0.2 mm, hpas=0.8 mm.

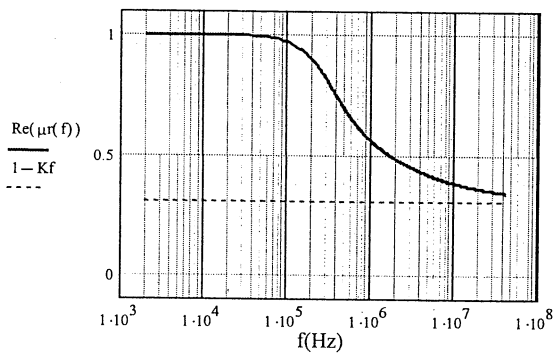


Figure 3 : Partie réelle de la perméabilité relative

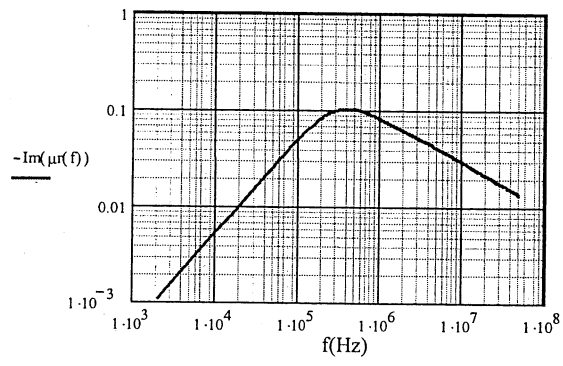


Figure 4 : Partie imaginaire de la perméabilité relative

La partie réelle de la perméabilité complexe tend vers 1 en basse fréquence où le conducteur se comporte comme le vide. En revanche, en haute fréquence elle tend vers 1-Kf, car le champ magnétique ne pénètrent plus dans le conducteur.

D'autre part, la partie imaginaire de la perméabilité complexe est proportionnelle à ω en basse fréquence et à $\omega^{-1/2}$ en haute fréquence. Les pertes par courants induits dans les fils sont liées à la partie imaginaire de la perméabilité, mais pour avoir une grandeur proportionnelle aux pertes, il faut encore multiplier la partie imaginaire par ω. Nous remarquons alors que les pertes sont bien proportionnelles à ω^2 en basse fréquence et à $\omega^{1/2}$ en haute fréquence.

2.1.1.2 Résultats de simulation

Pour valider l'équivalence entre une couche de bobinage (μr, ρ) et une couche équivalente avec un matériau homogène caractérisé par une perméabilité magnétique relative complexe (μreq), nous avons simulé, à l'aide des logiciels Flux2D et Flux3D, le cas d'un bobinage réel (figure 5) puis le cas du bobinage homogène à μ complexe (figure 6). Pour des raisons de symétrie, l'étude est effectuée sur le quart de la géométrie. Pour exciter le circuit magnétique, une source externe de courant $I(t) = Im \cdot \sin(\omega \cdot t)$ est utilisée.

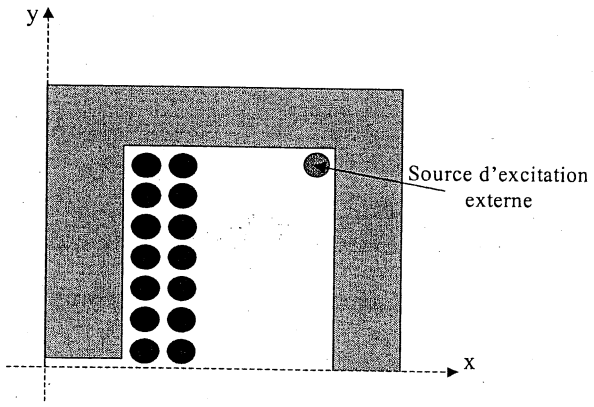


Figure 5 : Bobinage avec des conducteurs réels

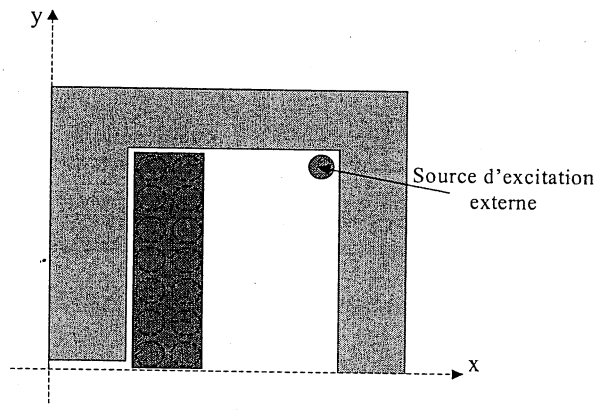


Figure 6 : Bobinage avec le matériau homogène équivalent

Les caractéristiques physiques introduites pour ces simulations sont :

- Le matériau du circuit magnétique a une perméabilité relative μr=1000.
- L'air est caractérisé par μr=1.
- La source du courant délivre un courant maximal Im=100A afin d'avoir des pertes significatives.
- Les conducteurs du bobinage réel ont les propriétés du cuivre μr=1, $\rho=2.10^{-8}\Omega.m$. Ces conducteurs sont mis en série à l'aide du couplage circuit disponible dans Flux2D.
- Le matériau homogène équivalent au bobinage est caractérisé par une perméabilité complexe calculée en fonction de la fréquence par la relation 6 avec : r=0.2mm rayon des conducteurs, Kf=0.26 coefficient de foisonnement, hpas =0.8 mm distance entre deux conducteurs voisins.

La figure 7 ci-dessous présente les variations des pertes par effet de proximité dans le bobinage réel comparées à celles dissipées dans le bobinage homogénéisé.

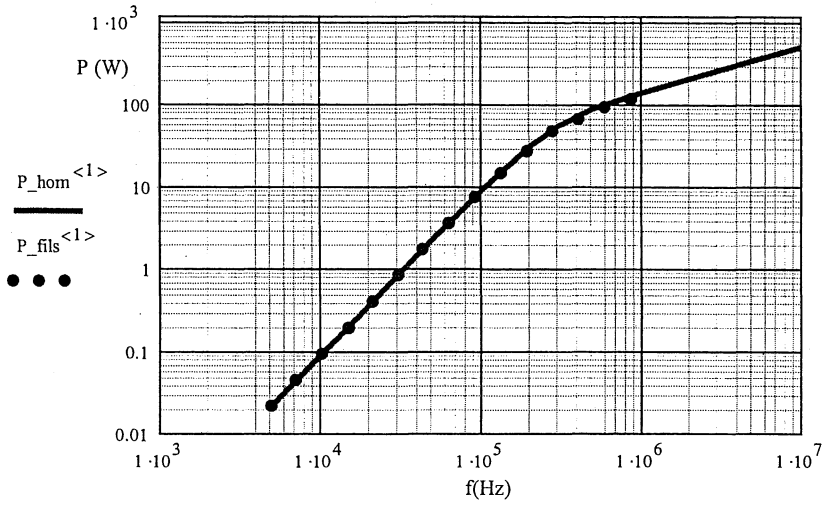


Figure 7 : Pertes dissipées dans les fils et dans le matériau homogène équivalent

L'écart entre les pertes évaluées dans le bobinage réel et celles du matériau homogène équivalent est de 1% en basse fréquence et 5% en haute fréquence. Nous en déduisons que l'équivalence entre un bobinage de fils cylindriques et un matériau magnétique homogène est validée avec une précision suffisante pour nos applications.

Notons que la simulation du bobinage réel, présenté dans la figure 5, peut être très coûteuse en temps de calcul et en taille mémoire notamment lorsque l'épaisseur de peau est de l'ordre de 90 µm (fréquence de l'ordre de 500 kHz pour un fil de cuivre). En effet, pour une bonne précision de calcul, le logiciel Flux2D exige que chaque épaisseur de peau contienne au moins deux mailles, ce qui rend le maillage et la simulation au-delà de 1 MHz quasiment impossible (sur un ordinateur de type Pentium III, 500 MHz). En revanche, la précision de la simulation du bobinage équivalent, caractérisé par une perméabilité magnétique complexe, est pratiquement indépendante de la taille des mailles utilisées.

La figure 8 montre la sensibilité au maillage du calcul des pertes cuivre dans les bobinages réel et homogénéisé pour une fréquence de fonctionnement de 500 kHz (épaisseur de peau de 0.09 mm pour le cuivre).

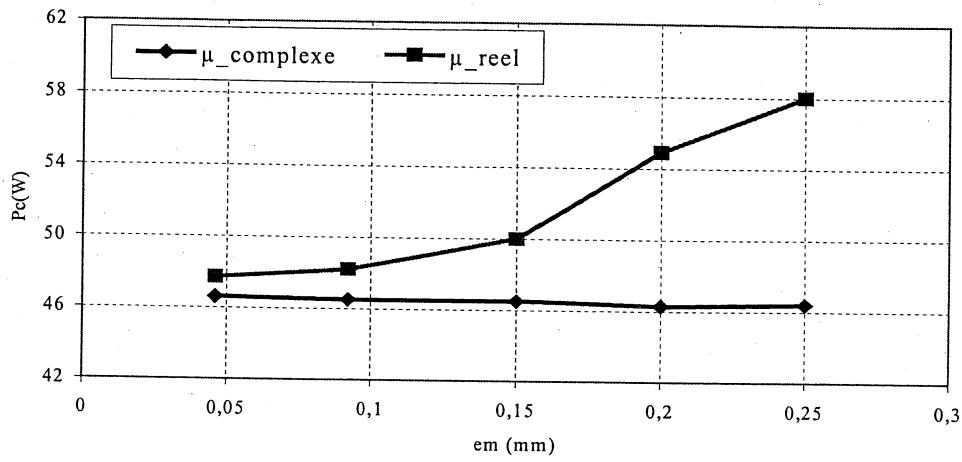


Figure 8 : Sensibilité du calcul des pertes cuivre (dans les fils réels et dans le matériau homogène) au maillage (épaisseur des mailles em)

Nous constatons que selon l'épaisseur de mailles utilisées (em), le maillage peut introduire une erreur de 17 % sur le calcul des pertes dans le cas de la simulation avec le bobinage réel.

Du point de vue du temps de calcul, les résultats présentés par la figure 8 ont montré qu'une évaluation correcte des pertes cuivre nécessite 20 minutes de calcul sur le bobinage réel et 10 secondes sur la plaque homogène équivalente, ce qui favorise la simulation basée sur la perméabilité magnétique complexe équivalente.

2.1.2 Champ dans un bobinage homogène

Pour estimer le champ dans le bobinage, nous supposons que la densité de courant est uniforme à l'intérieur du bobinage homogénéisé et que la composante tangentielle du champ magnétique sur les bords (figure 9) est fixée par le circuit magnétique.

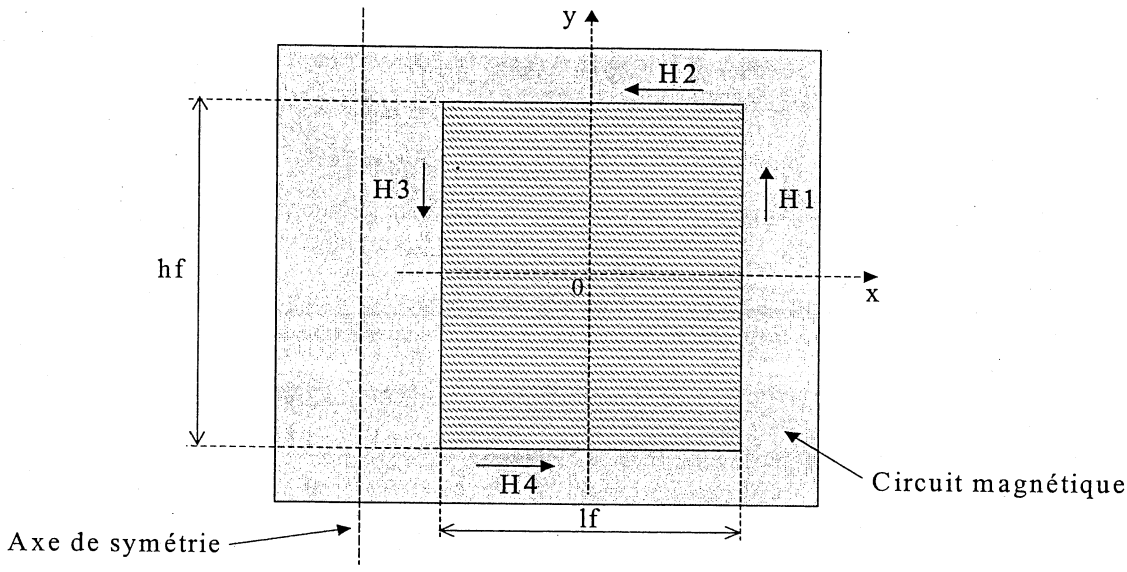


Figure 9 : Fenêtre de bobinage

Compte tenu des symétries, le champ $\vec{H}$ est dans le plan Oxy et ne dépend que de x et y. Dans ces conditions, $\overrightarrow{\mathrm{Rot}\vec{H}} = \vec{J}$ a une seule composante non nulle (la composante selon oz) comme le montre la relation ci-dessous :

$$\frac{\partial Hy}{\partial x} - \frac{\partial Hx}{\partial y} = Jz \qquad (7)$$

Connaissant les conditions aux limites :

$$Hx(x,\frac{hf}{2}) = -H2 \qquad Hy(\frac{lf}{2},y) = H1$$

$$Hx(x,-\frac{hf}{2}) = H4 \qquad Hy(-\frac{lf}{2},y) = -H3$$

Une solution particulière de l'équation 7 est :

$$Hx = \frac{-H2+H4}{2} - \frac{H2+H4}{hf}\cdot y$$
$$Hy = \frac{H1-H3}{2} + \frac{H1+H3}{lf}\cdot x \qquad (8)$$

Cette solution vérifie bien $\mathrm{div}\,\vec{H} = 0$.

Par ailleurs et d'après la relation 7, nous trouvons :

$$(\overrightarrow{\mathrm{Rot}\vec{H}})_z = \frac{H1+H3}{lf} + \frac{H2+H4}{hf} = Jz.$$

En multipliant $(\mathrm{Rot}\vec{H})_z$ par la surface de la fenêtre ($lf \cdot hf$) nous obtenons le théorème d'Ampère appliqué au contour intérieur de la fenêtre.

2.1.2.1 Résultats de simulation

Pour vérifier le calcul analytique du champ dans une fenêtre homogène, nous avons simulé sur Flux2D la géométrie de la figure 10 ci-dessous. Afin d'éviter la déformation du champ introduite par l'entrefer, le vide de la région entrefer est remplacé par le même matériau du circuit magnétique (μr=1000). Une densité de courant uniforme est imposée dans la fenêtre avec un courant total de 10 Aeff.

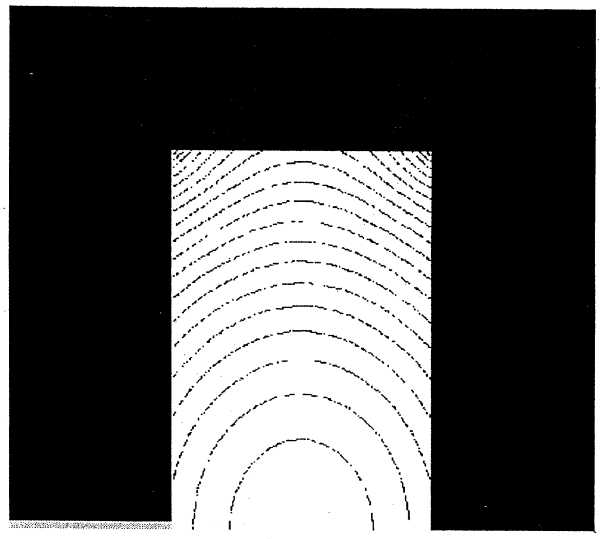


Figure 10 : Les équi-flux dans une couche homogène (circuit magnétique sans entrefer)

La figure 12 présente les variations du champ magnétique dans la fenêtre du bobinage le long d'une droite parallèle à ox (y=0.25mm, figure 11).

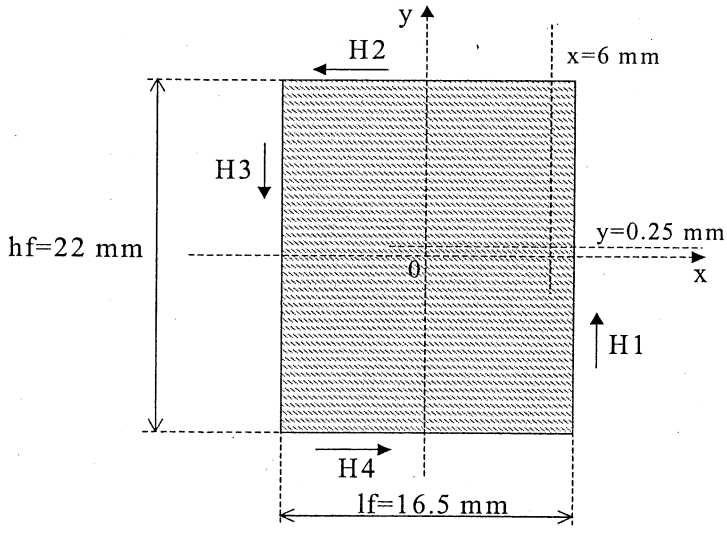


Figure 11 : bobinage homogène simulé

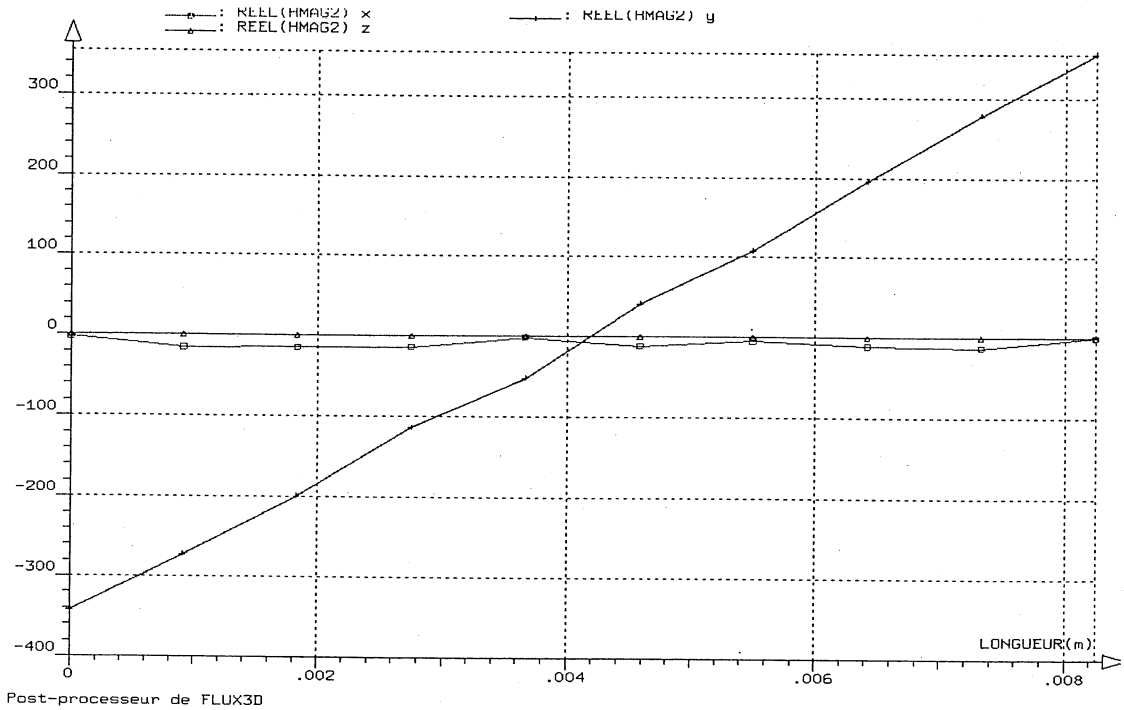


Figure 12 : Simulation à 100kHz du champ magnétique dans le bobinage homogène le long de la droite y=0.25mm (circuit magnétique sans entrefer)

Nous constatons que la composante x du champ est pratiquement constante et proche de zéro (tracé effectué proche de l'axe de symétrie y = 0). En revanche, la composante Hy varie linéairement en fonction de x.

La même simulation a permis de tracer les variations du champ dans la fenêtre sur une droite parallèle à oy (x = 6mm, figure 11), les résultats sont présentés dans la figure 13.
Nous remarquons que la composante Hx varie linéairement en fonction de y. Par ailleurs, la composante Hy est pratiquement constante tant que le point simulé est loin du coin où nous constatons que le champ Hy devient plus intense. Cette déformation du champ dans les coins n'a pas une grande influence sur la totalité des pertes dissipées dans la fenêtre car l'ordre de grandeur de la composante Hx (bien estimé) domine devant la composante Hy même aux voisinages des coins.

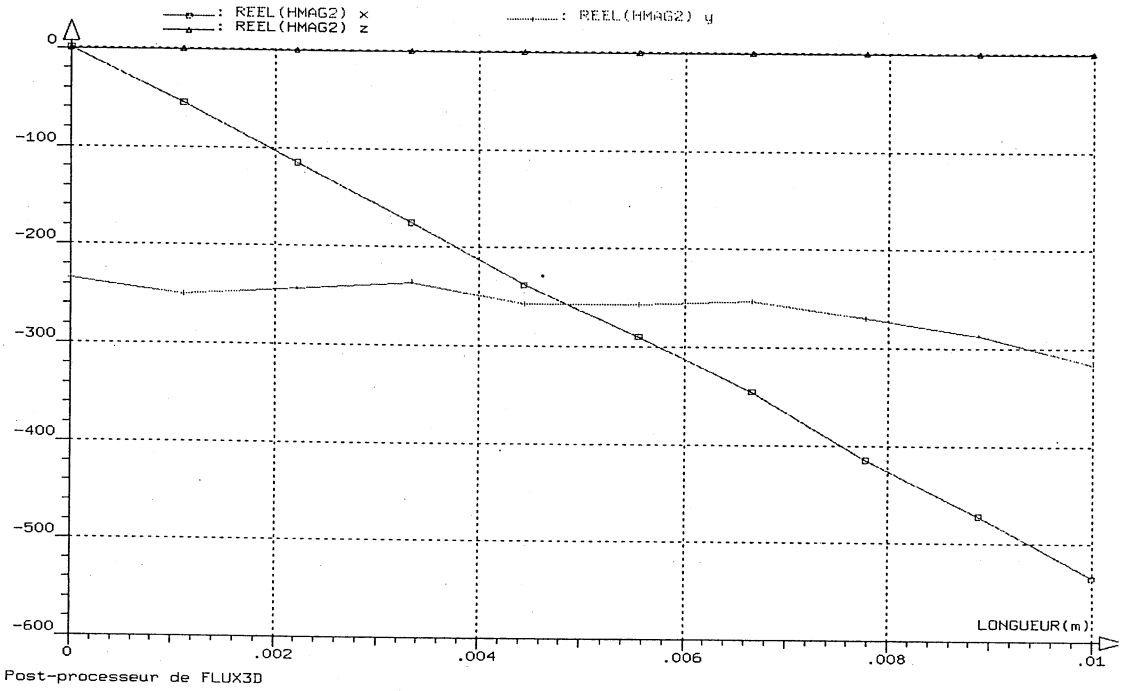


Figure 13 : Simulation du champ magnétique dans la plaque homogène le long de la droite x=6 mm (circuit magnétique sans entrefer) F=100kHz

Ces résultats de simulation concordent avec les expressions analytiques du champ (8) qui montrent que Hx ne dépend pas de x et varie linéairement en fonction de y et inversement pour Hy.

2.1.3 Calcul analytique des pertes par effet de proximité dans la plaque homogène

Connaissant l'évolution du champ magnétique dans la fenêtre de bobinage et la perméabilité relative complexe équivalente, nous pouvons calculer les pertes par effet de proximité (P_prox) dissipées dans le bobinage :

$$P_prox = \text{Réel}\left[j \cdot e \cdot \omega \cdot \mu o \cdot \mu req \cdot \int_{-\frac{hf}{2}}^{\frac{hf}{2}} \int_{-\frac{lf}{2}}^{\frac{lf}{2}} (Hx^2 + Hy^2) \cdot dxdy \right] \quad (9)$$

Avec :

e : la profondeur selon l'axe oz,

ω : la pulsation du champ magnétique,

Réel : désigne la partie réelle de l'expression entre crochets.

En remplaçant les composantes du champ Hx et Hy par leurs expressions (8), nous aboutissons à une formule analytique des pertes par effet de proximité (10):

$$P_prox = Réel\left[j \cdot e \cdot \omega \cdot \mu o \cdot \mu req \cdot \frac{lf \cdot hf}{24} \cdot (7 \cdot H1^2 + 7 \cdot H2^2 + H3^2 + H4^2) \right] \quad (10)$$

2.1.3.1 Simulation en 2D

La figure 14 ci-dessous présente les pertes par effet de proximité dissipées dans une couche homogène de bobinage calculées analytiquement par la relation 10 et simulées sur le logiciel Flux2D. Dans les deux cas, la profondeur selon l'axe oz est celle du circuit magnétique e = 10.5 mm (noyau ETD 34).

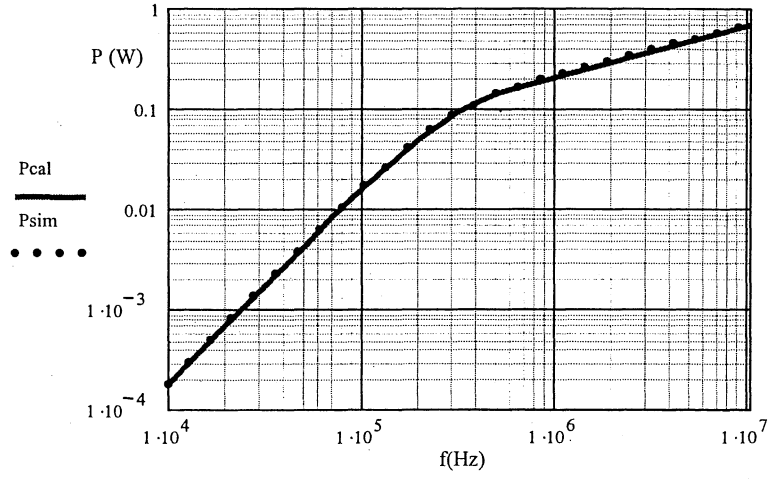


Figure 14 : Pertes simulées et calculées analytiquement (analyse en 2D) pour Ieff = 10 A

L'écart entre la simulation et le calcul analytique ne dépasse pas 2% ce qui valide l'estimation analytique (en 2D) des pertes par effet de proximité.

2.1.3.2 Simulation en 3D

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré que le calcul analytique donne en 2D des résultats comparables à la simulation 2D. Cependant, cette analyse ne tient pas compte de la troisième dimension selon oz et suppose que le comportement magnétique sur un plan dans un élément bobiné est identique sur toute la profondeur du circuit magnétique. Or, comme c'est le cas pour les noyaux ETD qui nous intéressent, le bobinage n'est pas logé entièrement dans le circuit magnétique. C'est pourquoi une analyse en 3D est nécessaire pour connaître les limites de l'approche 2D.

Le logiciel Flux3D offre la possibilité de décrire une géométrie en tenant compte de ses trois dimensions et de faire une simulation électromagnétique en 3D.

La figure 15 montre la géométrie de l'inductance étudiée précédemment et décrite en 3D. Pour des raisons de symétries, le huitième seulement de la géométrie réelle est simulé.

Les propriétés physiques introduites pour cette simulation sont les mêmes que celles utilisées pour la simulation 2D.

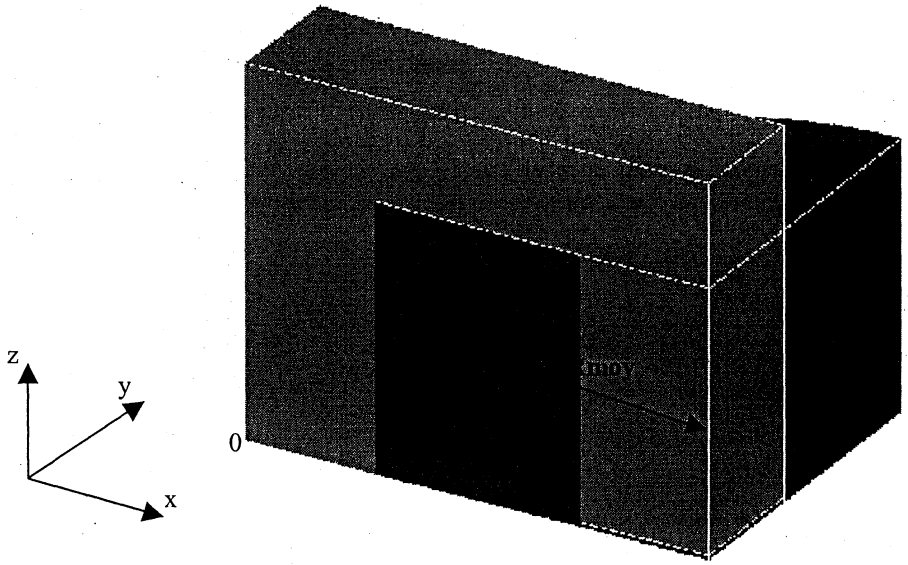


Figure 15 : Géométrie simulée en 3D

Dans un premier temps, nous avons calculé les pertes par proximité dissipées dans le bobinage (pertes dans le volume total occupé par le bobinage) et nous les avons comparées à celles obtenues par l'analyse en 2D (figure 16). Les pertes calculées en 2D semblaient sous estimées avec un écart qui dépassait 50%. En effet, cet écart provenait d'une mauvaise évaluation de la profondeur de bobinage. Pour remédier à cette erreur, nous avons multiplié les pertes surfaciques dissipées dans le plan y = 0 (figure 15) du bobinage par la longueur de la spire moyenne ($2 \cdot \pi \cdot \mathrm{Rmoy}$) plutôt que par la profondeur du circuit magnétique. Les résultats obtenus dans ce cas (figure 16) se rapprochent de la simulation 3D avec un écart de 2%.

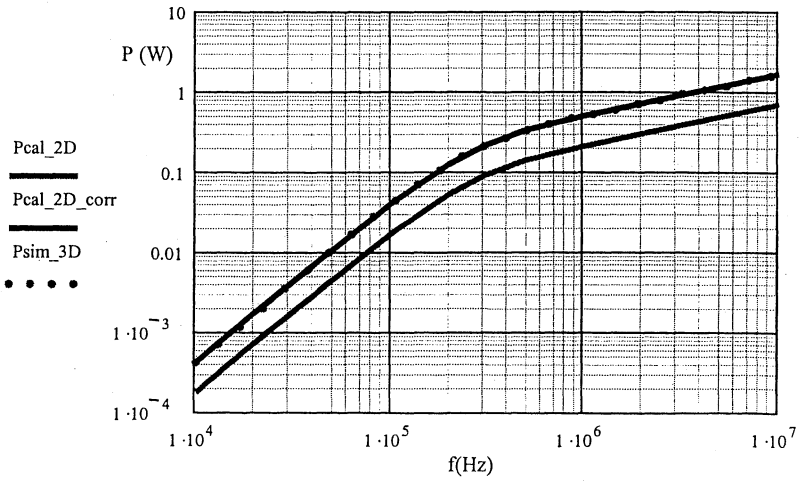


Figure 16 : Pertes simulées et calculées analytiquement (analyse en 3D)

Pour justifier la multiplication des pertes surfaciques par la longueur du bobinage, nous avons étudié, en simulation, la variation de la puissance surfacique en fonction de l'orientation du plan normal aux spires. Nous avons tracé, en dégradé, les variations de l'induction magnétique sur les deux plans de symétrie xy et yz (figure 17) et nous avons calculé les pertes par effet de proximité sur chacun des deux plans pour deux fréquences 100kHz et 1MHz. Les résultats obtenus sont récapitulés dans le tableau suivant :

Fréquence	$\iint H^2 ds$ dans le plan xy (A^2)	Pertes dans le plan xy (W/m)	$\iint H^2 ds$ dans le plan yz (A^2)	Pertes dans le plan yz (W/m)
100kHz	9.92	0.74	10.19	0.76
1MHz	9.96	9.41	10.5	10.1

Tableau 1 : Pertes surfaciques (effet de proximité)

Nous remarquons que les pertes dans ces deux plans perpendiculaires sont très semblables. Ce qui incite à penser qu'il faut multiplier les pertes surfaciques par la longueur de la spire moyenne bobinage pour avoir une estimation correcte des pertes.

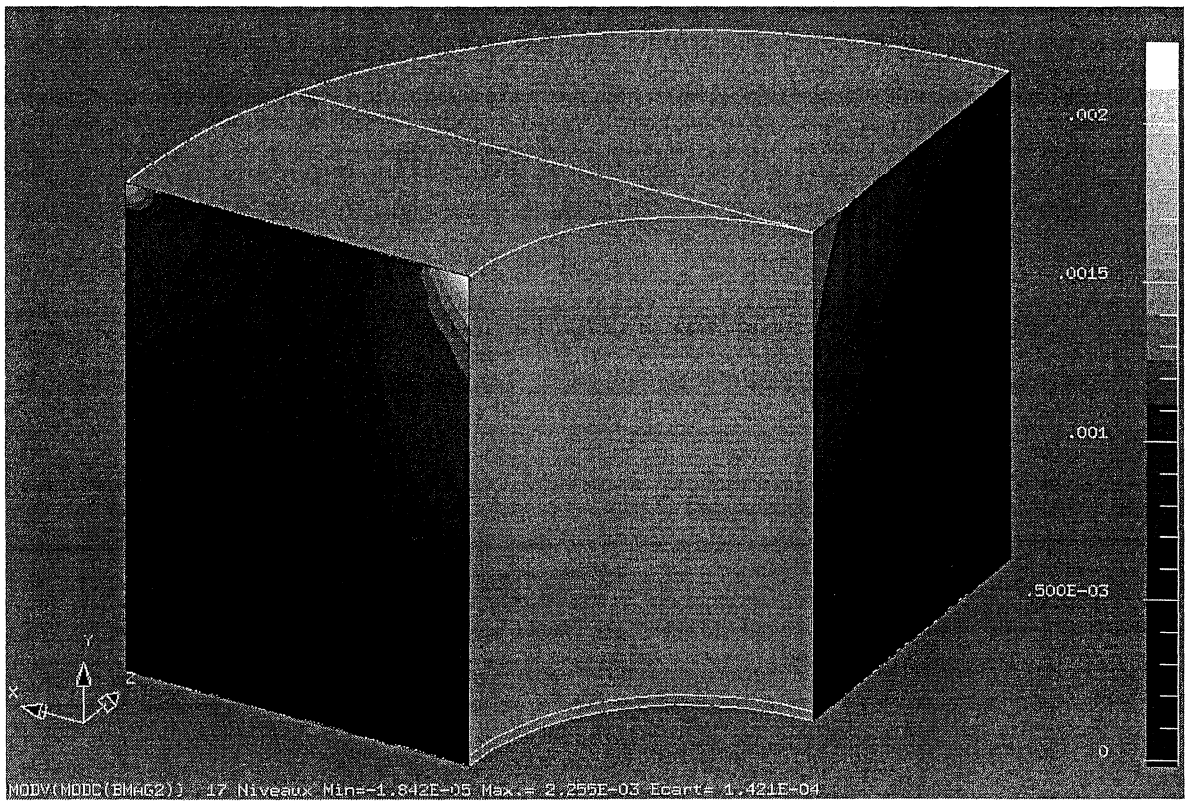


Figure 17 : Variation de l'induction magnétique sur les deux plans de symétrie (circuit magnétique sans entrefer)

Les figures 18 et 19 affirment ce premier résultats. Elles présentent les variations des pertes surfaciques en fonction de l'angle θ entre le plan z = 0 et le plan sur lequel les pertes sont calculées analytiquement. Cette étude a été menée à deux fréquences 100 kHz et 1 MHz.

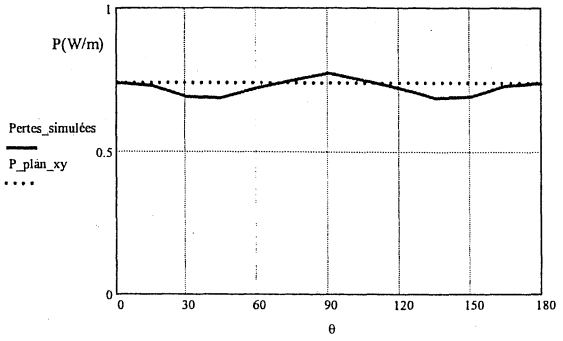


Figure 18 : Variations des pertes surfaciques à 100 kHz

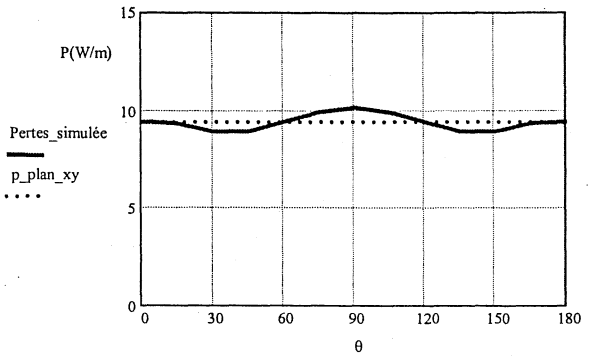


Figure 19 : Variations des pertes surfaciques à 1 MHz

Nous constatons donc que les pertes cuivre surfaciques varient peu en fonction de la position du plan utilisé pour l'analyse 2D.

2.2 Estimation des pertes dues à l'entrefer

Plusieurs structures de conversion d'énergie en électronique de puissance nécessitent un stockage intermédiaire entre la source d'entrée et la source de sortie. Parmi ces structures, se trouve le flyback qui nous intéresse en particulier dans cette étude. En effet, le transfert d'énergie dans cette structure est indirect. L'accumulation de l'énergie au primaire du transformateur (considéré comme deux inductances couplées) et la restitution de cette énergie au secondaire sont décalées temporellement. Cela nécessite un stockage énergétique souvent important. L'entrefer est une bonne solution pour stocker cette énergie, mais sa présence induit des effets néfastes et en particulier des pertes supplémentaires importantes dans le bobinage. L'objectif de ce paragraphe est d'évaluer analytiquement ces pertes pour pouvoir les prendre en compte dans l'optimisation.

2.2.1 Equivalence entre un entrefer et un conducteur

L'observation des équi-flux dans une fenêtre de bobinage utilisée avec un circuit magnétique ayant un entrefer (figure 20) montre qu'au voisinage de l'entrefer, elles ressemblent à des cercles. Ainsi, il est raisonnable de supposer que l'induction magnétique créée par l'entrefer décroît en 1/r où r est le rayon du cercle. Cette induction serait alors assimilable à celle créée par un fil parcouru par un courant I [Cogitore 95]. Nous supposons donc qu'en plaçant un fil parcouru par un courant bien évalué autour d'une jambe centrale

homogène, l'induction magnétique dans la fenêtre de bobinage peut être identique à celle obtenue avec entrefer. Tout d'abord, évaluons le courant dans ce fil.

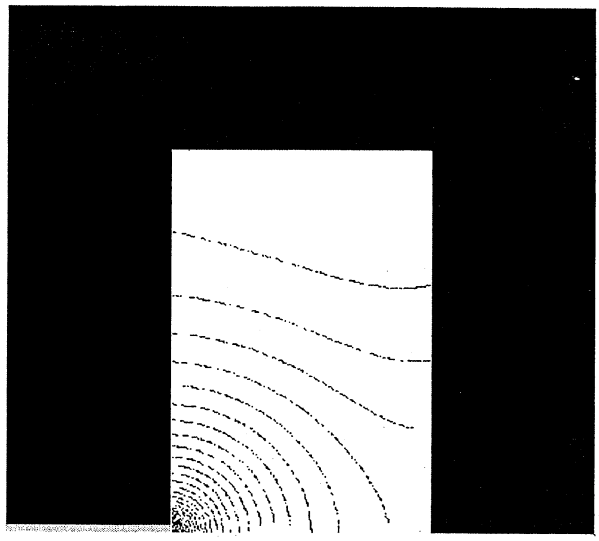


Figure 20 : Les équi-flux dans un matériau homogène (circuit magnétique avec entrefer)

2.2.1.1 Calcul du courant dans le fil équivalent

Pour évaluer le courant I qui doit parcourir le conducteur équivalent, il suffit d'appliquer le théorème d'Ampère. Dans un premier temps nous cherchons le courant qu'il faut faire passer dans le conducteur pour que, dans la fenêtre, l'induction soit identique à ce qu'elle est sous entrefer. L'objectif est d'exprimer la valeur de I en fonction de l'induction magnétique B dans l'entrefer.

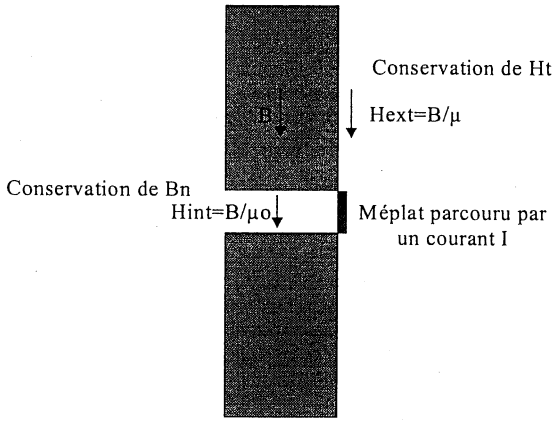


Figure 21 : Circuit magnétique avec entrefer

La conservation de la composante normale Bn de l'induction magnétique et de la composante tangentielle Ht du champ magnétique (figure 21) permet d'exprimer les champs à l'intérieur Hint et à l'extérieur Hext de l'entrefer en fonction de l'induction B dans le circuit magnétique (11) :

$$\text{Hint} = \frac{B}{\mu o}$$
$$\text{Hext} = \frac{B}{\mu o \cdot \mu r} \qquad (11)$$

μr étant la perméabilité relative du circuit magnétique.

Le théorème d'Ampère nous donne :

$$(\text{Hint} - \text{Hext}) \cdot e = I \qquad (12)$$

Avec e l'épaisseur de l'entrefer.

En remplaçant 11 dans 12, nous aboutissons à la valeur du courant dans le conducteur équivalent (13):

$$I = e \cdot \frac{B}{\mu o} \cdot (1 - \frac{1}{\mu r}) \qquad (13)$$

Notons que ce conducteur n'est pas en court circuit. Il est relié à une inductance extérieure. La tension à ses bornes vaut :

$$V(\omega) = j \cdot \omega \cdot B(\omega) \cdot s \qquad (14)$$

s étant la surface du circuit magnétique embrassée par le flux au niveau de l'entrefer. L'inductance reliée à ce conducteur est :

$$L = \frac{V}{I \cdot j \cdot \omega} = \frac{B \cdot s}{I} \qquad (15)$$

L'énergie stockée dans cette inductance vaut :

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \qquad (16)$$

En remplaçant 13 et 15 dans 16, nous déduisons l'expression de cette énergie en fonction des paramètres physiques et géométriques du circuit magnétique et de l'entrefer :

$$W = \frac{1}{2} \cdot (1 - \frac{1}{\mu r}) \cdot \frac{B^2}{\mu o} \cdot e \cdot s \qquad (17)$$

C'est pratiquement le même stockage que celui assuré par l'entrefer pour une induction magnétique B fixée.

2.2.1.1 Résultats de simulation

Afin de vérifier l'équivalence entre un entrefer et un conducteur parcouru par un courant calculé par la relation 13, nous avons effectué deux simulations, une avec entrefer et l'autre avec un conducteur équivalent (figure 22 et 23).

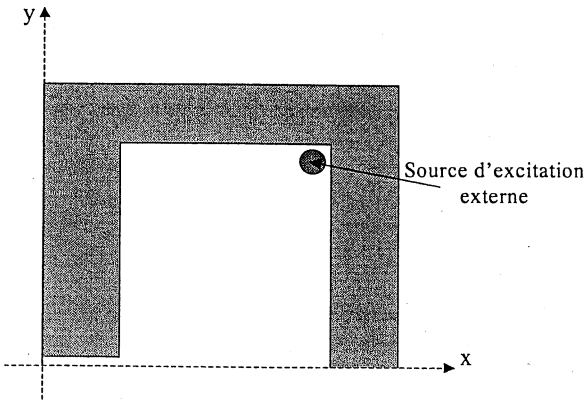


Figure 22 : Circuit magnétique avec entrefer

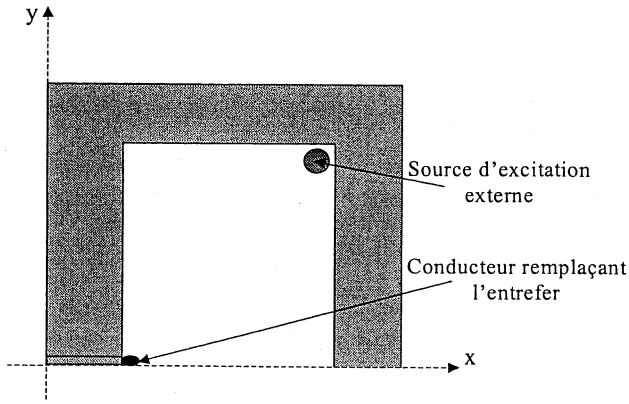


Figure 23 : circuit magnétique sans entrefer plus un conducteur équivalent

Le circuit magnétique est excité par une source de courant externe placée loin de l'entrefer afin que son influence sur les lignes de champs au voisinage de l'entrefer soit négligeable.

La figure 24 présente les variations des modules de l'induction magnétique pour les deux simulations en fonction de l'éloignement de l'entrefer (r).

L'écart maximal entre les deux simulations (avec entrefer et avec un conducteur équivalent) est de 6%. Nous constatons donc que le champ créé par l'entrefer est assimilable à celui d'un conducteur entourant une jambe centrale homogène, placé la où était l'entrefer et parcouru par un courant I donné par la relation 13.

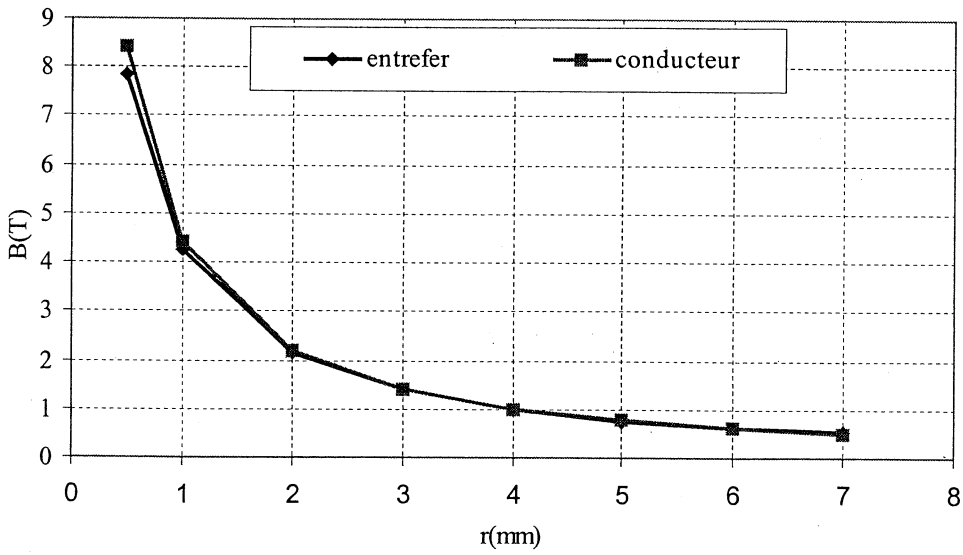


Figure 24 : Variation de l'induction en fonction de l'éloignement de la jambe centrale dans le cas d'un circuit magnétique avec entrefer et dans le cas d'un conducteur remplaçant l'entrefer

2.2.2 Estimation analytique des pertes dues à l'entrefer

L'équivalence entre un entrefer et un conducteur, validée dans le paragraphe précédent, permet de calculer analytiquement les pertes dues à l'entrefer dissipées dans la fenêtre de bobinage.

Le champ créé par un conducteur parcouru par un courant I à une distance r de ce conducteur s'exprime comme suit :

$$H = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r} \qquad (18)$$

Les pertes créées par ce champ dans une couche homogène avec une perméabilité complexe équivalente μreq sont données par la relation 19 :

$$Pe = \text{Réel}[j \cdot e \cdot \omega \cdot \mu o \cdot \mu req \cdot \iint H^2 \cdot ds] \qquad (19)$$

Avec e la profondeur du bobinage.

Ce qui mène à une expression analytique des pertes induites par l'entrefer (20) :

$$Pe = \text{Réel}\left[j \cdot e \cdot \omega \cdot \mu o \cdot \mu req \cdot \frac{I^2}{8 \cdot \pi} \cdot \ln(\frac{R\,max}{R\,min}) \right] \qquad (20)$$

Rmax et Rmin sont, respectivement, le rayon maximal et minimal des équi-flux sortant de l'entrefer que nous prenons en compte. Le choix de Rmin est évident, il faut le prendre très petit car le champ est plus intense au voisinage de l'entrefer, dans notre cas Rmin sera pris égal au quart de l'épaisseur de l'entrefer, nous supposons qu'à partir de cette distance le champ varie en 1/r. En pratique, cette distance est imposée par la carcasse qui loge le circuit magnétique. En revanche, un simple critère pour choisir Rmax est lié à la distance à partir de laquelle le champ créé par l'entrefer devient négligeable devant le champ total dans la fenêtre.

La figure 25 ci-dessous présente les variations des composantes du champ magnétique, simulée sur Flux3D, dans la fenêtre, le long d'une droite parallèle à l'axe Ox. Ces résultats confirment que le champ dans la fenêtre est inversement proportionnel à la distance r. En comparant les valeurs du champ créé par l'entrefer à celles du champ dû à l'effet de proximité, nous constatons que le premier domine au voisinage de l'entrefer et reste comparable au champ par effet de proximité, même à la limite de la fenêtre. Cela nous a amené à prendre Rmax égal à la largeur de la fenêtre pour les noyaux ETD.

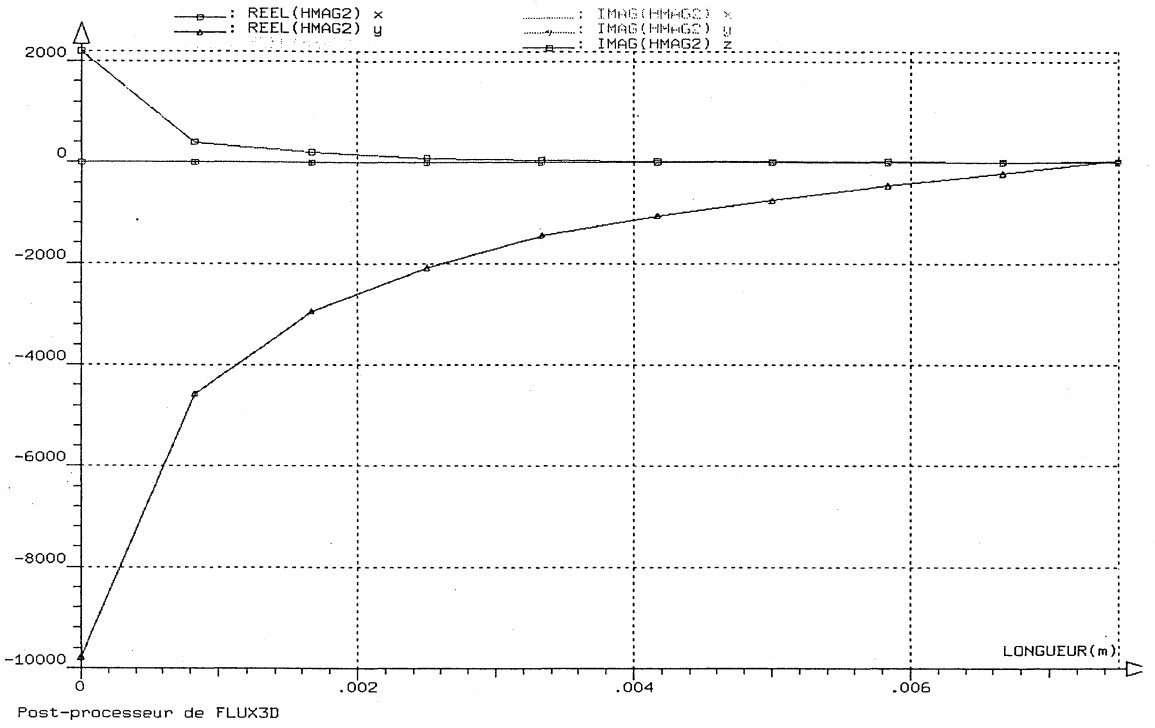


Figure 25 : Simulation, à 100 kH, du champ magnétique dans la plaque homogène le long de la droite y = 0.25 mm (circuit magnétique avec entrefer)

Disposant des formules analytiques pour évaluer les pertes par effet de proximité et celles dues à l'entrefer, nous avons ajouter ces pertes. Ceci n'est pas justifié théoriquement puisque seuls les champs s'ajoutent. Les pertes font apparaître des doubles produits qui ne sont pas pris en compte par notre façon de faire. Cependant, nous avons comparé ce calcul analytique à la simulation 3D (figure 26). Une densité de courant homogène est imposée dans la fenêtre avec un courant total de 10Aeff.

Comme le montre la figure 26, l'approche analytique pour estimer ces deux types de pertes cuivre est validée par la simulation 3D avec un écart de 6%.

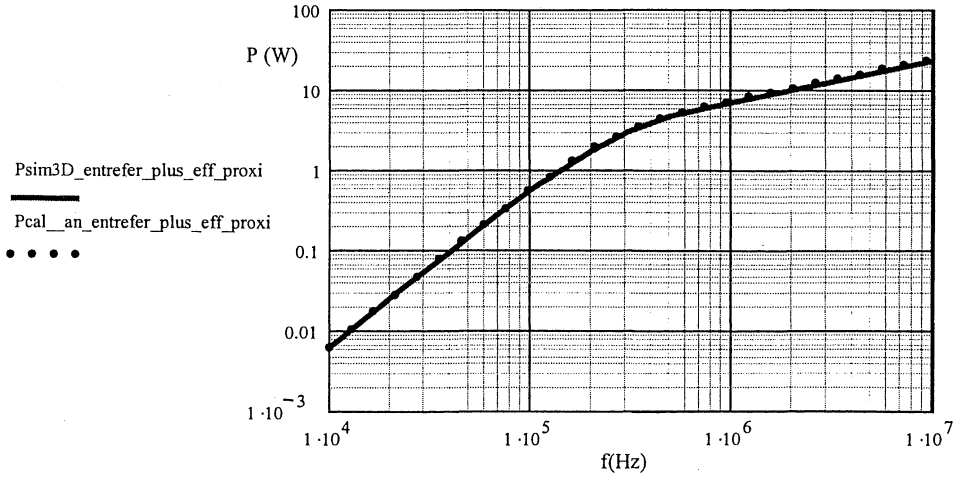


Figure 26 : Pertes de proximité et dues à l'entrefer. Comparaison du calcul analytique à la simulation 3D

La figure 27 présente les variations de l'induction magnétique sur les deux plans de symétrie (XY et YZ). Nous constatons que le dégradé de B est identique sur les deux plans et que B est plus intense au voisinage de l'entrefer.

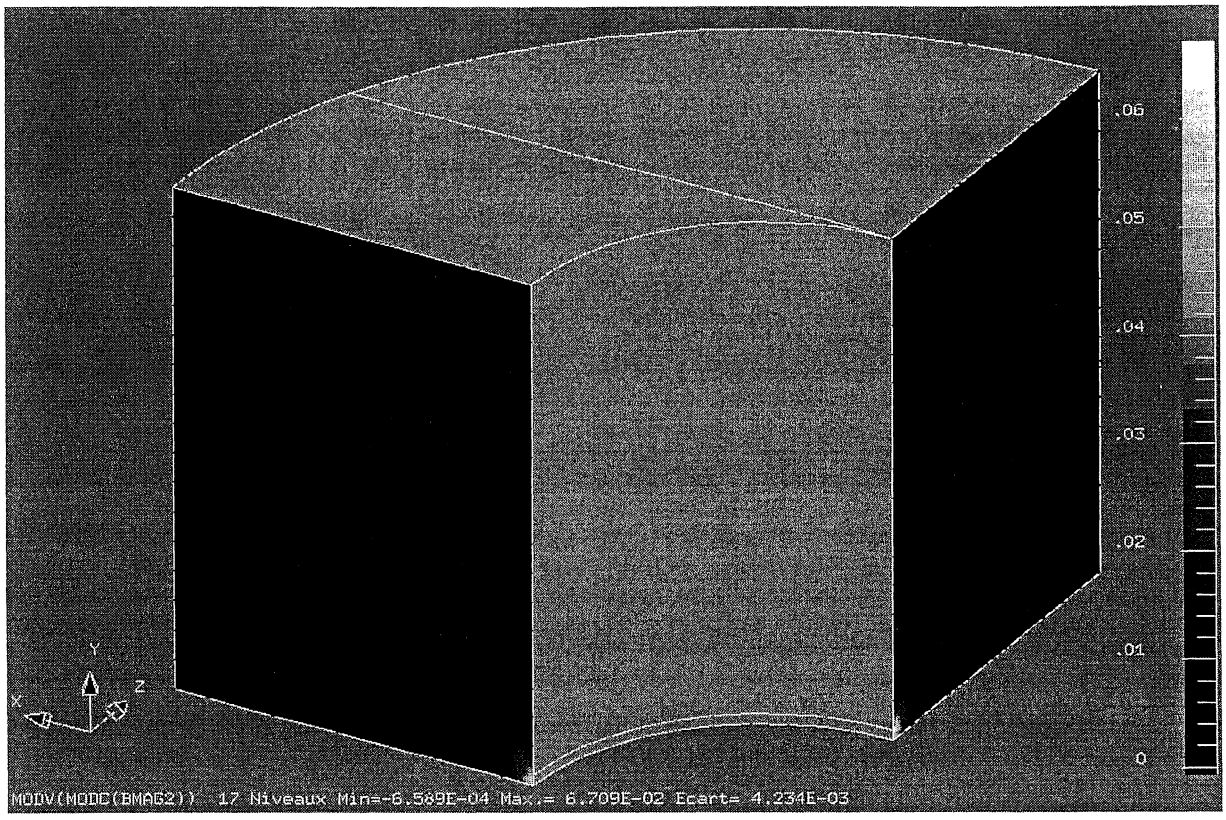


Figure 27 : Variation de l'induction magnétique sur les deux plans de symétrie (circuit magnétique avec entrefer)

Le calcul des pertes par effet de proximité plus les pertes dues à l'entrefer sur les deux plans est récapitulé dans le tableau ci-dessous :

Fréquence	Pertes dans le plan xy (W/m)	Pertes dans le plan yz (W/m)
100kHz	7.2	7.1
1MHz	92.3	91.4

Tableau 2 : Pertes surfaciques (effet de proximité plus celui de l'entrefer)

Donc pour bien tenir compte de la troisième dimension dans l'évaluation des pertes, il faut multiplier les pertes surfaciques par la longueur de la spire moyenne.

2.3 Les pertes par effet de peau

L'évaluation des pertes par effet de peau dans un fil cylindrique nécessite la connaissance de l'impédance de ce fil en régime alternatif. Cette impédance, normalisée par rapport à sa valeur en continu, s'exprime au moyen des fonctions J_0 et J_1 de Bessel :

$$Z(f) = \frac{1}{2} \cdot e^{j\frac{3\cdot\pi}{4}} \cdot \sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}} \cdot \frac{ber\left(1, \sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}}\right) + j\cdot bei\left(1, \sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}}\right)}{ber\left(0, \sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}}\right) + j\cdot bei\left(0, \sqrt{\frac{2\cdot f}{fp}}\right)} \qquad (21)$$

Les fonctions ber et bei sont les mêmes que celles utilisées dans le calcul de la polarisabilité magnétique (2).

Connaissant la résistance du bobinage en continu Rdc, les pertes par effet de peau sont données par la relation 22 ci-dessous :

$$P_ep = Réel[Z(f)] \cdot Rdc \cdot Ieff^2 \qquad (22)$$

Avec :

Ieff : la valeur efficace du courant traversant le bobinage,

$Rdc = \rho \cdot \frac{lmoy \cdot n}{\pi \cdot r^2}$ la résistance du bobinage en continu,

lmoy : la longueur moyenne d'une spire de bobinage,

n : le nombre de spires,

r : le rayon du fil utilisé, et ρ sa résistivité.

La figure 28 présente les variations des pertes par effet de peau dans l'inductance étudiée précédemment en fonction de la fréquence de fonctionnement pour r=0.2mm et Ieff = 10 A.

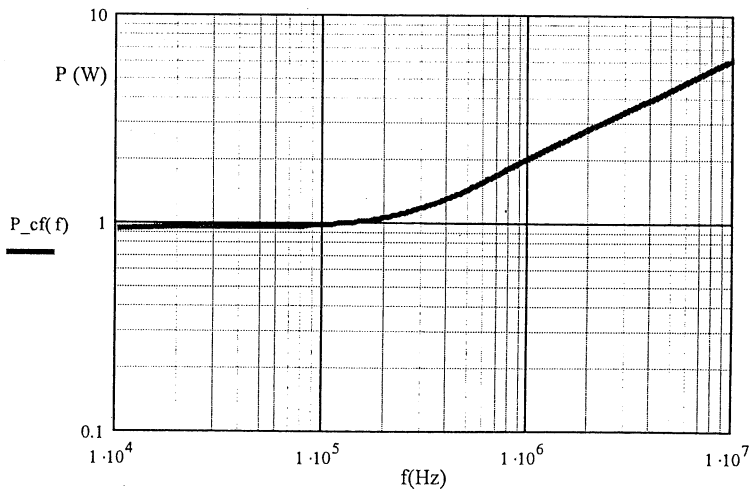


Figure 28 : Pertes par effet de peau

Les pertes par effet de proximité, dues à l'entrefer et les pertes par effet de peau dans le cas d'un fil de rayon r = 0.2 mm, un coefficient de foisonnement kf = 0.26 et un courant efficace dans la fenêtre de 10 A, sont présentées dans les figures 29 et 30.

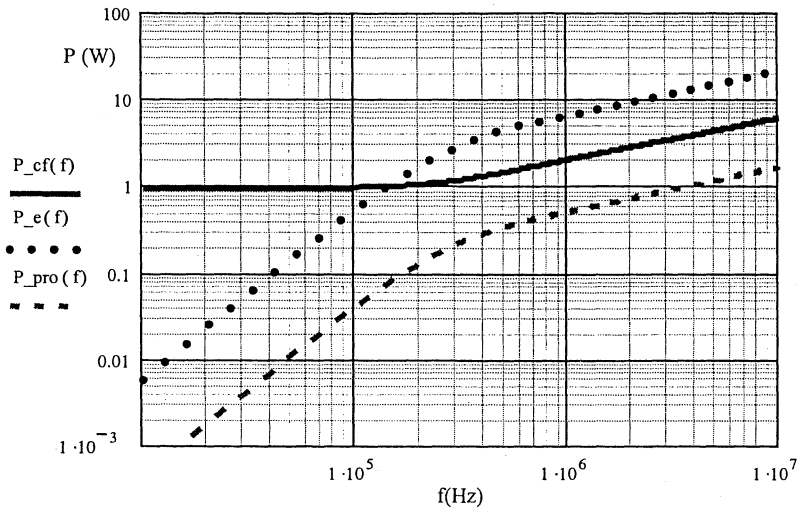


Figure 29 : Variations des pertes cuivre en fonction de la fréquence, bobinage distant de 0.125 mm de l'entrefer

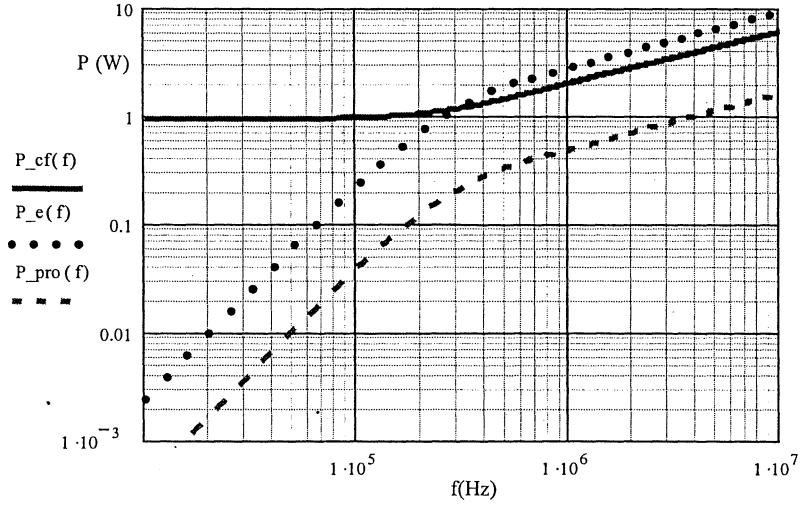


Figure 30 : Variations des pertes cuivre en fonction de la fréquence, bobinage distant de 1mm de l'entrefer

Nous constatons qu'un faible éloignement du bobinage loin de l'entrefer permet de diminuer véritablement les pertes dues à ce dernier.

3. Estimation des pertes cuivre dans un transformateur du flyback

Le transformateur de la structure flyback est considéré comme deux inductances couplées. Son fonctionnement est caractérisé par un transfert énergétique indirect. Ainsi, lorsque l'enroulement primaire est alimenté, le courant dans l'enroulement secondaire est nul

et inversement. Nous allons chercher à exprimer l'induction dans les enroulements d'abord en supposant qu'il n'y a pas d'entrefer. Ensuite nous prendrons en compte son influence.

3.1 Pertes par effet de proximité dans un transformateur sans entrefer

Comme pour une inductance, il faut estimer les variations du champ magnétique dans toute la fenêtre de bobinage afin d'évaluer les pertes cuivre. Pour cela, nous cherchons une solution qui assure :

$$\begin{aligned} &\mathrm{div}\,\vec{H} = 0 \\ &\overrightarrow{\mathrm{Rot}}\vec{H} = \vec{J} \end{aligned} \qquad (23)$$

Pour satisfaire la première équation, il suffit que la composante Hx ne dépende pas de x et que la composante Hy ne dépende pas de y. Si cette condition est remplie, il est possible de trouver la solution en appliquant le théorème d'Ampère et en considérant que les composantes tangentielles du champ sont constantes (imposées par le circuit magnétique).

Pour trouver les variations de Hx, nous appliquons le théorème d'Ampère selon le parcours indiqué sur la figure 31, et en respectant la conservation de la composante normale de l'induction magnétique lors du passage de l'enroulement primaire à l'enroulement secondaire.

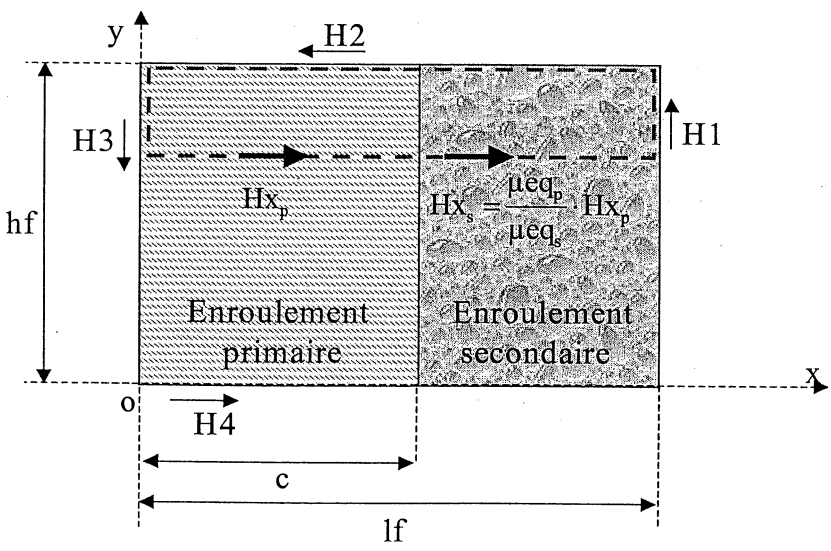


Figure 31 : Recherche des variations de Hx

Avec :

Hx_p : composante Hx dans l'enroulement primaire,

Hx_s : composante Hx dans l'enroulement secondaire,

μeq_p : la perméabilité magnétique équivalente complexe du primaire,

μeq_s : la perméabilité magnétique équivalente complexe du secondaire,

En alimentant l'enroulement primaire (le courant au secondaire étant nul), nous aboutissons aux formulations suivantes :

$$Hx_p = \frac{1}{c + \frac{\mu req_p}{\mu req_s} \cdot (lf - c)} \cdot \left[(H2 + H4) \cdot \frac{lf}{hf} \cdot \left(\frac{hf}{2} - y \right) - H2 \cdot lf \right]$$

$$Hx_s = \frac{\frac{\mu req_p}{\mu req_s}}{c + \frac{\mu req_p}{\mu req_s} \cdot (lf - c)} \cdot \left[(H2 + H4) \cdot \frac{lf}{hf} \cdot \left(\frac{hf}{2} - y \right) - H2 \cdot lf \right] \qquad (24)$$

Avec :

μreq_p et μeq_s : les perméabilités relatives équivalentes complexes du primaire et du secondaire,

lf et hf : la largeur et la hauteur de la fenêtre totale de bobinage.

c : la largeur de la fenêtre primaire,

Notons que dans le cas d'alimentation du secondaire (le courant primaire étant nul), nous trouvons les mêmes formulations précédentes.

Pour trouver les variations de Hy, nous appliquons le théorème d'Ampère selon le parcours indiqué sur la figure 32 :

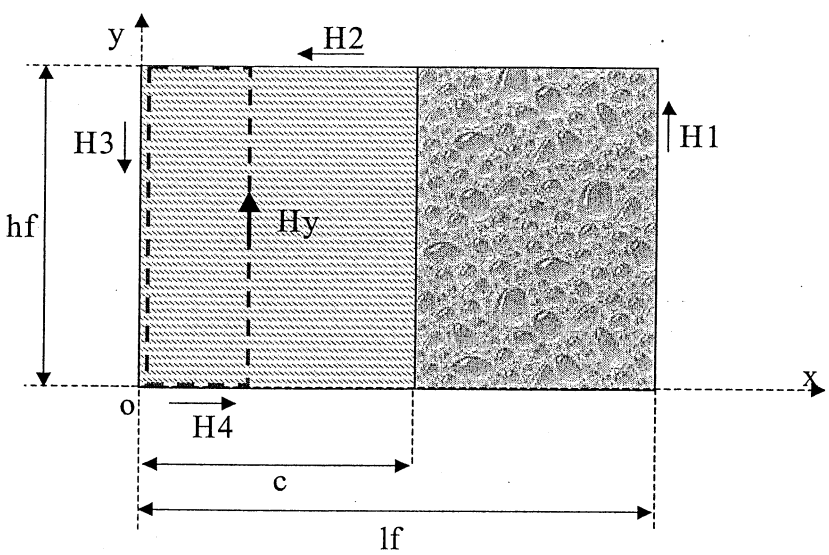


Figure 32 : Recherche des variations de Hy

Dans le cas d'alimentation du primaire nous trouvons :

$$Hy_p = \left[H1 + H3 + (H2 + H4) \cdot \frac{lf - c}{b} \right] \cdot \frac{x}{c} - H3$$
$$Hy_s = H1 + (H2 + H4) \cdot \frac{lf - x}{hf} \qquad (25)$$

Dans le cas d'alimentation du secondaire, nous aboutissons aux relations suivantes :

$$Hy_p = -H3 - (H2 + H4) \cdot \frac{x}{hf}$$
$$Hy_s = \left[\frac{H1 + H3}{lf - c} + \frac{H2 + H4}{hf} \cdot \left(\frac{lf}{lf - c} - 1\right) \right] \cdot x - \left[H1 + H3 + (H2 + H4) \cdot \frac{lf}{hf} \right] \cdot \frac{c}{lf - c} - H3 \qquad (26)$$

Disposant des expressions analytiques des composantes Hx et Hy du champ magnétique dans les enroulements primaire et secondaire, nous pouvons évaluer les pertes dissipées dans ces enroulements (27) :

$$P_prox_p = Réel\left[j \cdot e_p \cdot \omega \cdot \mu o \cdot \mu req_p \cdot \int_{-\frac{hf}{2}}^{\frac{hf}{2}} \int_0^c (Hx_p^2 + Hy_p^2) \cdot dxdy \right]$$
$$P_prox_s = Réel\left[j \cdot e_s \cdot \omega \cdot \mu o \cdot \mu req_s \cdot \int_{-\frac{hf}{2}}^{\frac{hf}{2}} \int_c^{lf} (Hx_s^2 + Hy_s^2) \cdot dxdy \right] \qquad (27)$$

Avec : e_p et e_s les longueurs moyennes du bobinage primaire et secondaire.

Les figures 33 et 34 présentent les pertes par effet de proximité dans les enroulements primaire et secondaire calculées analytiquement et simulées dans le cas d'alimentation du primaire, avec les paramètres suivants :

Valeur efficace du courant primaire $Ieff_p = 10$ A,

Rayons des fils des enroulements primaire et secondaire rp = 0.2 mm et rs = 0.4 mm,

Coefficient de foisonnement kf = 0.7.

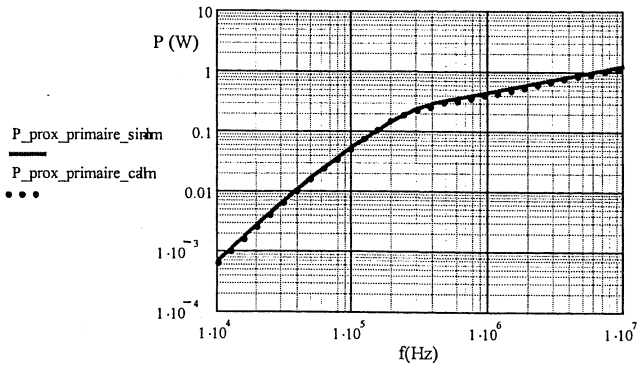


Figure 33 : Pertes par effet de proximité dans l'enroulement primaire (alimentation du primaire)

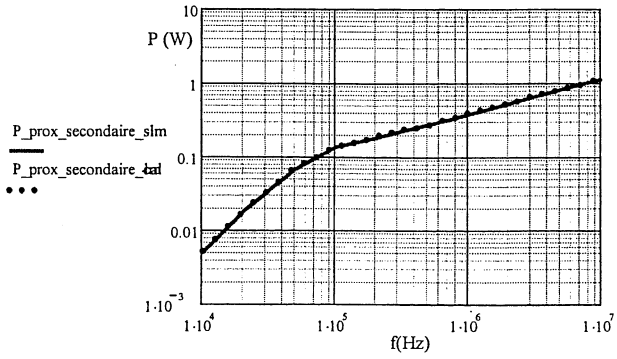


Figure 34 : Pertes par effet de proximité dans l'enroulement secondaire (alimentation du primaire)

Notons que ces pertes sont estimées avec un écart maximal de 10%.

3.2 Pertes dues à l'entrefer plus pertes de proximité

Dans cette partie, nous proposons une méthode basée sur le calcul du potentiel vecteur A (28), permettant d'évaluer à la fois les pertes dues à l'entrefer et les pertes par effet de proximité.

$$\vec{B} = \overrightarrow{\mathrm{Rot}}\vec{A} \qquad (28)$$

Nous cherchons une solution correspondant à un potentiel vecteur à variables séparées. Le potentiel vecteur est parallèle à l'axe oz. Nous posons alors :

$$Az = X(x) \cdot Y(y) \qquad (29)$$

D'après les relations 23 et 29, nous aboutissons à :

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} \cdot Y + \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} \cdot X = -\mu \cdot J \qquad (30)$$

J : est la densité du courant dans la fenêtre,

μ : est la perméabilité du circuit magnétique.

La solution générale de l'équation 30, est la somme d'une solution générale sans second membre et d'une solution particulière avec second membre.

La solution particulière peut être identifiée à celle trouvée dans le paragraphe 3.1 précédent.

La solution générale sans second membre est telle que la circulation du champ magnétique H sur le périmètre de l'enroulement est égale à zéro. En adoptant une décomposition en série de Fourier, nous proposons la solution suivante :

$$Hx(n) = \sin(2\cdot\pi\cdot n\cdot\frac{y}{hf})\cdot qn\cdot e^{-2\cdot\pi\cdot n\cdot\frac{x}{hf}}$$
$$Hy(n) = -\cos(2\cdot\pi\cdot n\cdot\frac{y}{hf})\cdot qn\cdot e^{-2\cdot\pi\cdot n\cdot\frac{x}{hf}} \qquad (31)$$

Nous vérifions aisément que ces fonctions sont solutions de (30) lorsque J = 0 (sans second membre).

Avec :

Hx(n) et Hy(n) : les composantes Hx et Hy de l'harmonique n du champ magnétique dans la fenêtre du bobinage,

hf : la hauteur de la fenêtre du bobinage,

qn : les coefficients obtenus de la décomposition en série de Fourier de la composante tangentielle $Ht_e = \frac{I}{2\cdot\pi\cdot d}\cdot\frac{1}{1+\frac{y^2}{d^2}}$, créée par le fil remplaçant l'entrefer à une distance d, ainsi que le champ Ht dans le circuit magnétique sans entrefer (32),

I : le courant dans le fil remplaçant l'entrefer donné par la relation 13 du paragraphe 2.2.1.1 de ce chapitre.

$$qo = \frac{1}{hf}\cdot\int_{-\frac{hf}{2}}^{\frac{hf}{2}}(Ht_e + Ht)\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot n\cdot\frac{y}{hf})dy$$
$$qn = \frac{1}{2\cdot hf}\cdot\int_{-\frac{hf}{2}}^{\frac{hf}{2}}(Ht_e + Ht)\cdot\cos(2\cdot\pi\cdot n\cdot\frac{y}{hf})dy \quad \text{pour } n \geq 1 \qquad (32)$$

Disposant des formules analytiques des composantes Hx et Hy du champ dans la fenêtre, nous pouvons évaluer les pertes dues à l'entrefer plus les pertes par effet de proximité, dissipées dans les enroulements primaire et secondaire (33):

$$P_p = \text{Réel}\left[j\cdot e_p\cdot\omega\cdot\mu o\cdot\mu req_p\cdot\sum_{n=0}^{nmax}\int_{-\frac{hf}{2}}^{\frac{hf}{2}}\int_0^c(Hx_sol_g_p{}^2 + Hy_sol_g_p{}^2)\cdot dxdy\right]$$
$$P_s = \text{Réel}\left[j\cdot e_s\cdot\omega\cdot\mu o\cdot\mu req_s\cdot\sum_{n=0}^{nmax}\int_{-\frac{hf}{2}}^{\frac{hf}{2}}\int_c^{lf}(Hx_sol_g_s{}^2 + Hy_sol_g_s{}^2)\cdot dxdy\right] \qquad (33)$$

Où :

- $Hx_sol_g_p$, $Hy_sol_g_p$, $Hx_sol_g_s$ et $Hy_sol_g_s$ sont les solutions générales primaire et secondaire (somme des solutions particulières du paragraphe précédent et des solutions générales sans second membre données par le système 31),
- nmax est le rang maximal des harmoniques pris en compte dans l'évaluation des pertes.

Remarques :

- La solution générale sans second membre est la même dans le cas d'alimentation du primaire ou du secondaire (31).
- La solution particulière est prise en compte dans la composante continue du champ seulement (pour n = 0), et elle dépend de l'enroulement alimenté (paragraphe 3.1).

Une comparaison entre les pertes dues à l'entrefer plus les pertes par effet de proximité, calculées et simulées, a montré que l'écart entre les deux est de l'ordre de 25%. Pour améliorer la précision de calcul, nous pouvons envisager de modifier la solution générale sans second membre.

3.3 Pertes par effet de peau

Comme pour l'inductance, le calcul des pertes par effet de peau est basé sur la connaissance de l'impédance d'un fil cylindrique. Ainsi, les pertes dans l'enroulement primaire P_ep_p et dans l'enroulement secondaire P_ep_s, à la fréquence f, s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned} P_ep_p &= \text{Réel}\left[Z_p(f)\right]\cdot Rdc_p \cdot Ieff_p^{\,2} \\ P_ep_s &= \text{Réel}\left[Z_s(f)\right]\cdot Rdc_s \cdot Ieff_s^{\,2} \end{aligned} \qquad (34)$$

Avec :

$Ieff_p$ et $Ieff_s$: les valeurs efficaces des courants primaire et secondaire,

$$Z_p(f) = \frac{1}{2}\cdot e^{j\frac{3\cdot\pi}{4}}\cdot\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp_p}}\cdot\frac{\text{ber}\left(1,\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp_p}}\right)+j\cdot\text{bei}\left(1,\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp_p}}\right)}{\text{ber}\left(0,\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp_p}}\right)+j\cdot\text{bei}\left(0,\sqrt{\frac{2\cdot f}{fp_p}}\right)} :$$

l'impédance normalisée d'un fil cylindrique de l'enroulement primaire. L'impédance d'un fil cylindrique de l'enroulement secondaire est obtenue en remplaçant la fréquence de peau primaire fp_p par la fréquence de peau secondaire fp_s,

$Rdc_p = \rho \cdot \frac{lmoy_p \cdot n1}{\pi \cdot r_p^2}, Rdc_s = \rho \cdot \frac{lmoy_s \cdot n2}{\pi \cdot r_s^2}$: les résistances des bobinages primaire et secondaire en continu,

$lmoy_p$ et $lmoy_s$: les longueurs moyennes des spires primaire et secondaire,

n1 et n2 : les nombres de spires primaire et secondaire,

r_p et r_s : les rayons des fils primaire et secondaire, et ρ la résistivité de leur matériau.

Rappelons que la fréquence de peau, est la fréquence à partir de laquelle l'épaisseur de peau devient égale au rayon du fil.

La figure 35 ci-dessous récapitule les variations des pertes dues à l'entrefer plus les pertes par effet de proximité (courbe en pointillé) et des pertes par effet de peau (courbe en continu) en fonction de la fréquence de fonctionnement dans le cas d'alimentation du primaire. Nous constatons que les pertes dues à l'entrefer plus les pertes par effet de proximité dominent devant les pertes par effet de peau en haute fréquence.

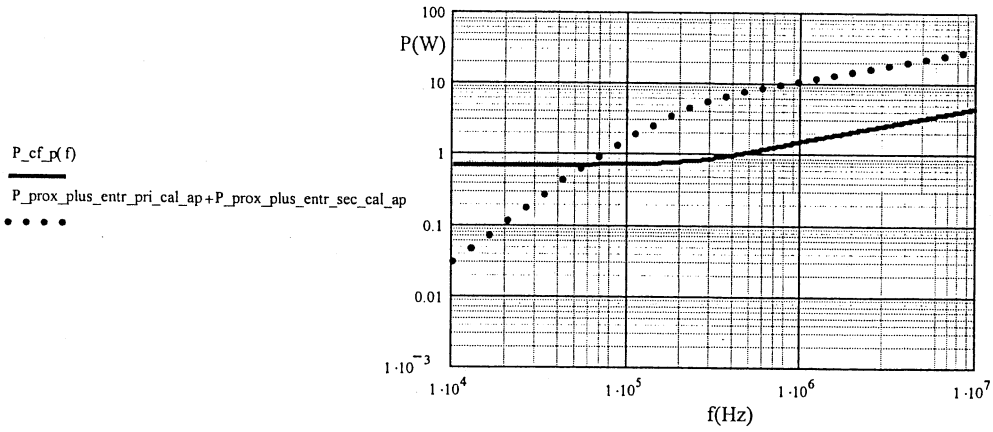


Figure 35 : Variations des pertes dues à l'entrefer plus les pertes par effet de proximité ainsi que les pertes par effet de peau en fonction de la fréquence (alimentation du primaire)

4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dégagé des approximations qui permettent le calcul analytique des pertes cuivre dans les composants bobinés de la structure flyback (inductance et transformateur). Nous avons tenu compte des pertes par effet de proximité, des pertes dues à la présence d'un entrefer dans le circuit magnétique ainsi que des pertes par effet de peau. Ce modèle est basé sur le remplacement du bobinage réel par une couche homogène, caractérisée par une perméabilité magnétique complexe. Cette équivalence nous a permis

d'aboutir à un modèle analytique intégrable dans une démarche d'optimisation. Par ailleurs, elle a réduit considérablement la durée de la simulation par rapport à une simulation numérique basée sur les éléments finis.

Disposant d'un modèle des pertes cuivre et des modèles de pertes développés dans les chapitres précédents (pertes fer et pertes dans les semiconducteurs), le prochain chapitre sera consacré à l'élaboration des modèles thermiques des composants bobinés et des semiconducteurs, en considérant ces pertes comme des sources d'échauffement.

Chapitre 5

Modèles thermiques des semiconducteurs et des éléments magnétiques

1. INTRODUCTION **118**

2. MODÈLE THERMIQUE DES SEMICONDUCTEURS **118**

2.2.1 Modèle thermique d'un semiconducteur avec un radiateur *119*

3. MODÈLE THERMIQUE DES COMPOSANTS MAGNÉTIQUES **121**

3.1 LE MODÈLE 121
3.2 IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES 122
3.2.1 Identification à partir de la mesure *123*
3.2.2 Confrontation du modèle analytique avec un outil de simulation (Flotherm) *125*

4. CONCLUSION **126**

1. Introduction

L'électronique de puissance a pour principe théorique la conversion d'énergie électrique avec un rendement unitaire. Toutefois les différents composants constituants les convertisseurs, qu'ils soient actifs ou passifs, ne sont pas idéaux. Ils sont le siège de pertes qui conduisent à une élévation de leur propre température de fonctionnement ou de leur environnement. Cette température doit être maîtrisée pour des raisons de sûreté de fonctionnement du dispositif complet. C'est pour quoi à partir de la connaissance des pertes, nous allons voir comment accéder aux températures des différents éléments.

Dans le deuxième chapitre, nous avons décrit un modèle des pertes dans les semiconducteurs, en tenant compte de la conduction et de la commutation. De même, nous avons développé, dans les chapitres 3 et 4, des modèles des pertes fer dans les noyaux magnétiques et des pertes joules dans le bobinage des composants magnétiques (inductance et transformateur). Dans le but de contrôler l'état d'échauffement de ces composants actifs et passifs, et afin de leur assurer de bonnes conditions de fonctionnement, le présent chapitre est consacré à l'élaboration de modèles thermiques permettant d'évaluer les températures de ces composants.

Dans un premier temps, nous allons présenter un modèle thermique classique des semiconducteurs associés aux radiateurs de refroidissement. Ensuite, nous allons présenter un modèle thermique simplifié des composants magnétiques. Ce modèle est basé sur la connaissance des sources d'échauffement (pertes fer et pertes joules) et des résistances thermiques modélisant les échanges thermiques entre le circuit magnétique, le bobinage et l'environnement externe. Pour identifier ces résistances thermiques, nous allons effectuer une étude expérimentale et des simulations thermiques.

2. Modèle thermique des semiconducteurs

Pour prendre en compte l'échauffement des composants de puissance dans la procédure d'optimisation, nous décrivons, dans cette partie, un modèle thermique des semiconducteurs associés à leur radiateur de refroidissement

L'écoulement du flux de chaleur à travers le semiconducteur, de la puce vers la face arrière, se fait principalement par conduction. Cet échange est modélisé par une résistance thermique R_{th_jc}. Dans ce contexte, nous considérons que le composant délivre un flux de chaleur uniforme. Ce flux représente la quantité de chaleur traversant une surface par unité de

temps. La convection et le rayonnement qui régissent les échanges entre le radiateur et le milieu ambiant s'expriment sous la forme d'une résistance thermique R_{th_ra} qui est fournie par le fabriquant du radiateur.

2.2.1 Modèle thermique d'un semiconducteur avec un radiateur

Lorsqu'un semiconducteur est associé à un radiateur de refroidissement, il peur être modélisé par le modèle thermique présenté dans la figure 1 ci-dessous :

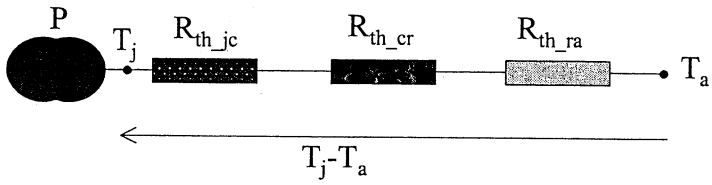


Figure 1 : Modèle thermique d'un semiconducteur

Où :

R_{th_jc} est la résistance thermique entre la puce et la face arrière du semiconducteur.

R_{th_cr} est la résistance thermique entre la face arrière du semiconducteur et le radiateur.

R_{th_ra} est la résistance thermique entre le radiateur et l'air ambiant.

Ces résistances thermiques dépendent du semiconducteur et du radiateur utilisés, elles sont généralement spécifiées par le constructeur.

A partir de ce modèle, nous déduisons que la température de jonction s'exprime comme suit :

$$T_j = T_a + \left(R_{th_jc} + R_{th_cr} + R_{th_ra}\right) \cdot P \qquad (1)$$

P étant les pertes totales dissipées dans le semiconducteur (pertes par conduction additionnées aux pertes par commutation).

Dans la procédure d'optimisation, nous contraignons la température de jonction à ce qu'elle soit inférieure à la température de jonction maximale T_{jmax} spécifiée par le constructeur afin d'assurer aux semiconducteurs de bonnes conditions de fonctionnement. Ainsi, nous contraignons la résistance thermique radiateur-air (R_{th_ra}) et les pertes dissipées dans les semiconducteurs afin de respecter cette contrainte sur la température de jonction.

Tenant compte des niveaux de tensions et de courants dans notre application, nous avons choisi l'interrupteur SW9NA80 (9 A, 800 V) et la diode BYT08P200 (8 A, 200 V).

Le tableau ci-dessous récapitule les caractéristiques thermiques de ces deux composants [documents techniques ST]:

	Interrupteur	Diode
T_{jmax} (°C)	150	150
R_{th_jc} (°C /W)	1.56	2.5
R_{th_cr} (°C /W)	0.1	0.1
R_{th_ra}	à optimiser	à optimiser

Tableau 1 : Caractéristiques thermiques des semiconducteurs

Dans la démarche d'optimisation, nous supposons que les valeurs des résistances thermiques R_{th_jc} et R_{th_cr} données par le constructeur sont fixes, et nous optimisons la valeur de la résistance thermique R_{th_ra} qui détermine le volume du radiateur utilisé. A partir des données du constructeur [Schaffner 96], le volume du radiateur (Vol_rad en mm^3) de type WA337 peut être estimé (figure 2) (relation 2) :

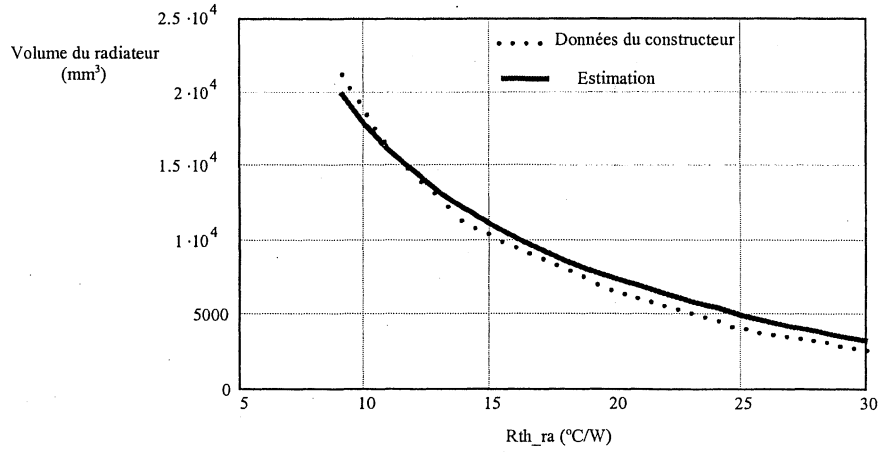


Figure 2 : Volume du radiateur en fonction de la résistance thermique

$$Vol_rad = \frac{k1}{R_{th_ra}} - k2 \cdot R_{th_ra} \qquad (2)$$

Avec :

K1=190000 mm^3. °C /W,

K2=105 mm^3.W/°C,

R_{th_ra} entre 9 °C/W et 30 °C/W.

Ainsi, nous cherchons la valeur de la résistance thermique qui minimise le volume du radiateur (que nous rajoutons à la fonction objectif) et qui donne une température de jonction inférieure à la température de jonction maximale.

3. Modèle thermique des composants magnétiques

Dans cette partie, nous développons un modèle thermique simplifié des composants bobinés. L'objectif est d'évaluer l'état d'échauffement du circuit magnétique et du bobinage en fonction des pertes dissipées et des résistances thermiques entre les éléments constituants et l'environnement externe.

3.1 Le modèle

Un composant magnétique est constitué d'un noyau magnétique bobiné. Dans ce composant magnétique, nous distinguons deux types de pertes : les pertes fer localisées dans le circuit magnétique (en ferrite), et les pertes joules dissipées dans le bobinage (en cuivre). Du point de vue modélisation thermique, nous considérons ces pertes comme des sources d'échauffement. Dans ce chapitre, nous désignons par P_f la source d'échauffement liée aux pertes fer et par P_j celle des pertes joules. Par ailleurs, nous modélisons les échanges thermiques entre le circuit magnétique, le bobinage et l'environnement externe (l'air ambiant dans notre cas) par des résistances thermiques :

- entre le circuit magnétique et l'air ambiant R_{th_fa},
- entre le bobinage et l'air ambiant R_{th_ba},
- entre le circuit magnétique et le bobinage R_{th_fb}.

Dans cette modélisation, nous supposons que les flux de chaleur dans le circuit magnétique et dans le bobinage sont uniformes. Ainsi, nous aboutissons au modèle présenté dans la figure 3.

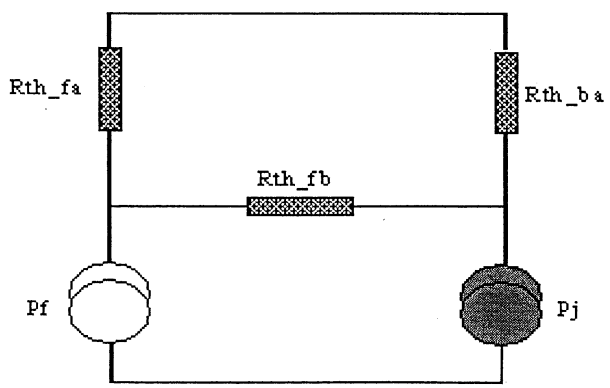


Figure 3 : Modèle thermique d'un composant magnétique

A partir de ce modèle, nous pouvons déduire que :

$$P_f + \frac{T_b - T_f}{R_{th_fb}} = \frac{T_f - T_a}{R_{th_fa}}$$

$$P_j + \frac{T_a - T_b}{R_{th_ba}} = \frac{T_b - T_f}{R_{th_fb}} \qquad (3)$$

Avec :

T_f : la température du circuit magnétique,

T_b: la température du bobinage,

T_a: la température de l'air ambiant.

A partir du système d'équations 3, nous déduisons que les températures T_f et T_b s'expriment comme suit :

$$T_f = T_a + \frac{R_{th_ba} \cdot R_{th_fa}}{R_{th_ba} + R_{th_fa} + R_{th_fb}} \cdot P_j + \frac{R_{th_fa} \cdot (R_{th_ba} + R_{th_fb})}{R_{th_ba} + R_{th_fa} + R_{th_fb}} \cdot P_f$$

$$T_b = T_a + \frac{R_{th_ba} \cdot (R_{th_fa} + R_{th_fb})}{R_{th_ba} + R_{th_fa} + R_{th_fb}} \cdot P_j + \frac{R_{th_ba} \cdot R_{th_fa}}{R_{th_ba} + R_{th_fa} + R_{th_fb}} \cdot P_f \qquad (4)$$

Dans la démarche de l'optimisation, nous contraignons la température du circuit magnétique et celle du bobinage afin qu'elles soient inférieures aux températures maximales indiquées par les constructeurs. Pour ce faire, nous imposons des contraintes sur les pertes fer et les pertes joules, ainsi que sur les résistances thermiques R_{th_fa}, R_{th_ba} et R_{th_fb}.

3.2 Identification des paramètres

D'après le système d'équations 4, nous constatons que la connaissance de l'état d'échauffement du circuit magnétique et du bobinage nécessite la connaissance des pertes fer et des pertes joules dissipées dans le composant magnétique ainsi que les différentes résistances thermiques. Dans les chapitres 3 et 4, nous avons développé des modèles analytiques permettant d'évaluer les pertes fer et les pertes joules. Dans ce paragraphe, nous présentons la façon d'identifier les résistances thermiques R_{th_fa}, R_{th_ba} et R_{th_fb}. En effet, ces résistances thermiques dépendent des surfaces d'échanges thermiques (surfaces de contact déduites de la description géométrique) entre le circuit magnétique, le bobinage et l'environnement externe, ainsi des coefficients (dits coefficients d'échange thermique) qui caractérisent les échanges thermiques entre ces trois milieux (5).

$$R_{th} = \frac{1}{s \cdot h} \qquad (5)$$

s et h étant, respectivement, la surface et le coefficient d'échange thermique.

Ainsi, pour diminuer la résistance thermique, il faut soit augmenter la surface d'échange thermique, soit augmenter le coefficient h.

Le coefficient d'échange thermique dépend de nombreux paramètres, tels que le mode de la convection (naturelle ou forcée) et la géométrie des corps matériels [Wu 96], [Taine 89] [Farjah 94], [Sankaran 97], [Wang 94], [Perret 01], [Gillot 00]. Dans notre modélisation, nous allons identifier ce coefficient pour une géométrie donnée (un noyau ETD 34). Dans la démarche d'optimisation, nous utiliserons les résultats de cette identification pour des géométries proches de celle identifiée. Dans ce cas, l'optimisation de la résistance thermique se réduit à l'optimisation de la surface d'échange thermique.

3.2.1 Identification à partir de la mesure

Dans un premier temps, nous avons réalisé une étude expérimentale pour déterminer les coefficients d'échange thermique :

- entre le circuit magnétique et l'air ambiant ($h_{_fa}$),
- entre le bobinage et l'air ambiant ($h_{_ba}$),
- entre le circuit magnétique et le bobinage ($h_{_fb}$).

Pour ce faire, nous avons effectué les mesures sur un transformateur avec un noyau magnétique ETD 34 (figure 4) à vide, en court-circuit et en charge.

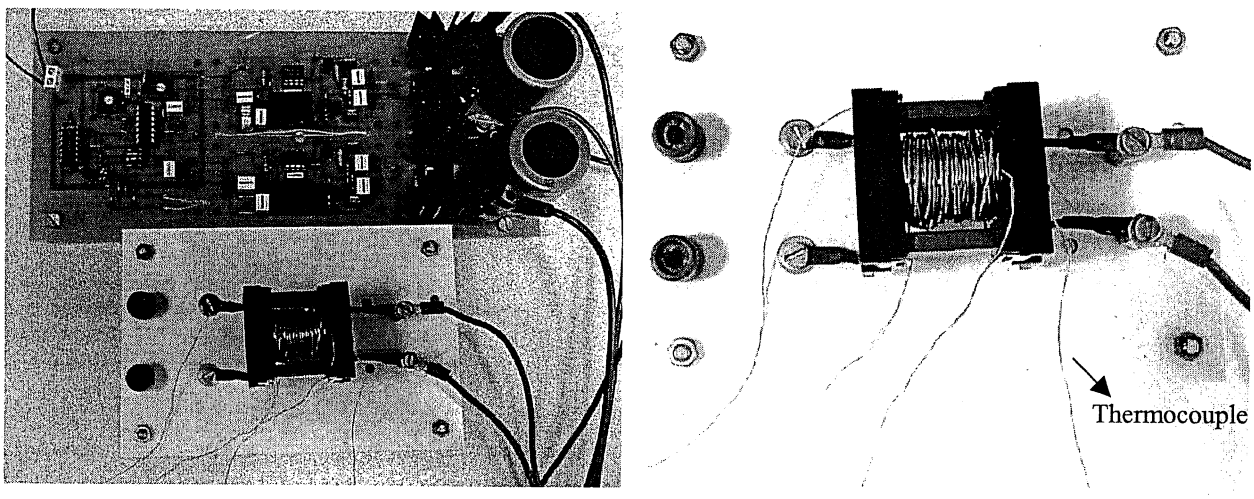


Figure 4 : Banc de mesure des températures du bobinage et du circuit magnétique à l'aide des thermocouples (cas de l'essai à vide)

Pour identifier les résistances thermiques R_{th_fa}, R_{th_ba} et R_{th_fb}, trois points de mesure sont nécessaires. Ainsi, nous avons effectué un essai à vide et un essai en court-circuit pour déterminer les pertes fer et les pertes joules, puis un essai en charge. Pour chaque essai, nous

avons relevé les températures du circuit magnétique T_f et du bobinage T_b à l'aide des thermocouples insérés dans le composant magnétique.

Le tableau 2 présente les résultats de mesure obtenus :

	P_f (W)	P_j (W)	T_f(°C)	T_b(°C)
Essai à vide	2	0	61	55
Essai en court-circuit	0	1.35	37	45.5
Essai en charge (à tension nominale)	2	0.5	65	73

Tableau 2 : Les résultats de mesure

A partir du système d'équations 4 et en utilisant les résultats de mesure du tableau 2, nous aboutissons aux valeurs suivantes des résistances thermiques :

- $R_{th_fa} = 17.6$ °C /W,
- $R_{th_ba} = 15.7$ °C /W,
- $R_{th_fb} = 4.4$ °C /W.

A partir de la géométrie du transformateur étudié (figure 5), nous pouvons calculer les surfaces d'échange thermique :

- entre le circuit magnétique et l'air ambiant ($s_{_fa}$),
- entre le bobinage et l'air ambiant ($s_{_ba}$),
- entre le circuit magnétique et le bobinage ($s_{_fb}$).

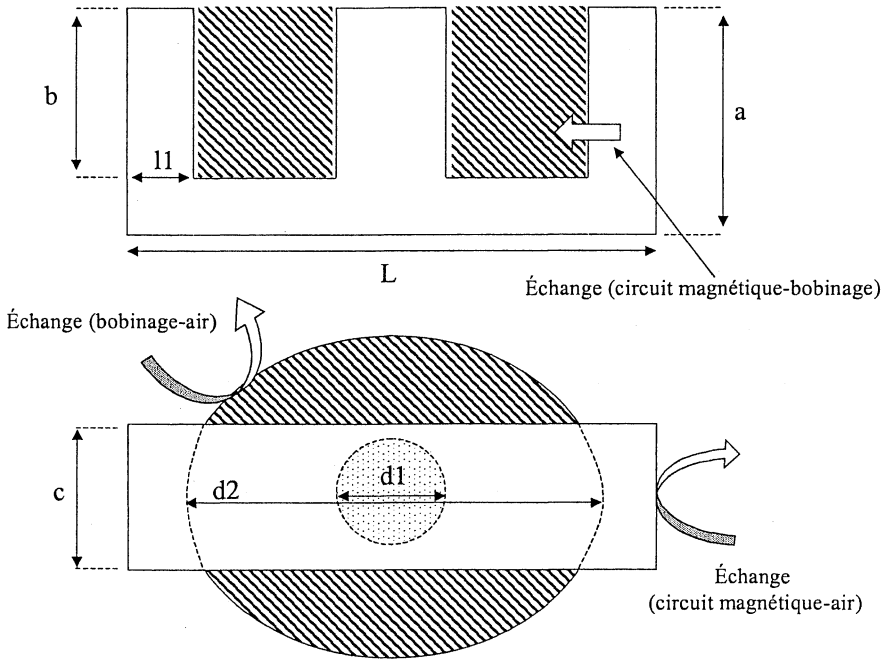


Figure 5 : Géométrie du transformateur étudié

Nous trouvons :

$$s_{_fa} = 4\cdot(a\cdot c + 2\cdot l1\cdot a) + 2\cdot L\cdot c$$

$$s_{_ba} = 2\cdot b\cdot(\pi\cdot d2 - c) + \frac{\pi}{2}\cdot d2^2 - d2\cdot c \qquad (6)$$

$$s_{_fb} = 2\cdot b\cdot\pi\cdot d1 + 2\cdot c\cdot(d2 - d1) + 4\cdot b\cdot c$$

Connaissant les surfaces d'échange thermique, à partir de la géométrie (figure 5), nous déduisons que les coefficients d'échange thermique ont les valeurs suivantes :

- $h_{_fa} = 48.3\ W.m^{-2}.\,^{o}C^{-1}$,
- $h_{_ba} = 34.4\ W.m^{-2}.\,^{o}C^{-1}$,
- $h_{_fb} = 167\ W.m^{-2}.\,^{o}C^{-1}$.

3.2.2 Confrontation du modèle analytique avec un outil de simulation (Flotherm)

Le logiciel Flotherm a été conçu pour étudier les phénomènes thermiques et hydrauliques liés à des applications diverses, notamment dans le domaine de l'électronique de puissance. Il permet de résoudre l'équation de la chaleur et celle de Navier Stocks et d'obtenir la température en tout point du domaine étudié, ainsi que la pression et la vitesse de l'écoulement fluide. Cependant, il ne peut pas être utilisé directement dans une procédure d'optimisation.

Pour vérifier les résultats de mesure effectués à vide, en court-circuit et en charge, nous avons simulé le transformateur (figure 6) sous les mêmes conditions de pertes (sources d'échauffement) et de température ambiante.

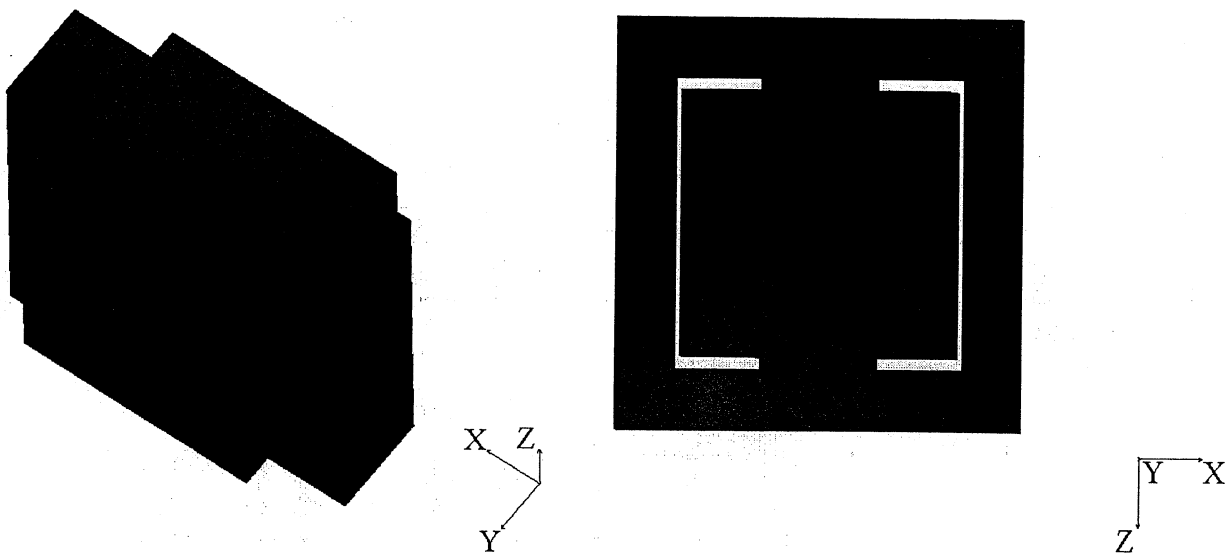


Figure 6 : Géométrie du transformateur simulé sur Flotherm

La figure 7 présente le profil de température obtenu dans une coupe du transformateur dans le cas de l'essai à vide.

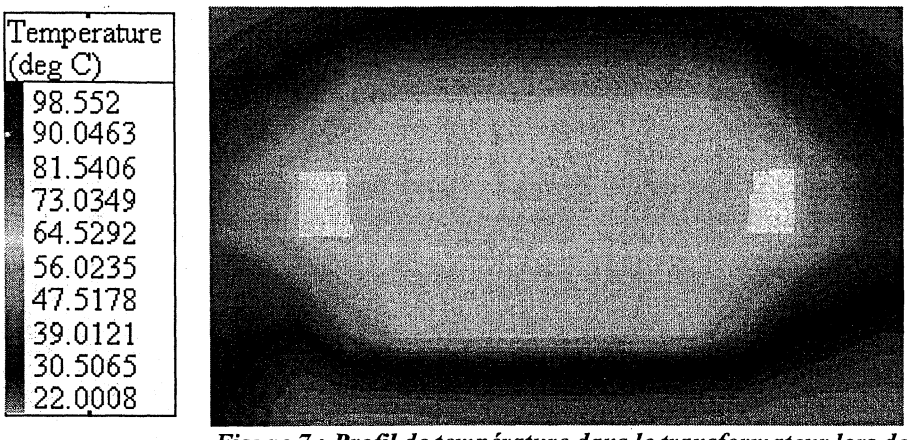


Figure 7 : Profil de température dans le transformateur lors de l'essai à vide

Le tableau 3 ci-dessous récapitule les valeurs des températures T_f du circuit magnétique et T_b du bobinage pour chaque essai (tableau 3).

	T_f(°C)	T_b(°C)
Essai à vide	64	60
Essai en court-circuit	43	52
Essai en charge	67	65

Tableau 3 : Les résultats de simulation

En comparant ces résultats de simulation à ceux obtenus par la mesure (tableau 2), nous constatons que l'écart maximal est de 14%. Cet écart valide les formules analytiques trouvées.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle classique modélisant l'aspect thermique d'un semiconducteur associé au radiateur de refroidissement, ainsi qu'un modèle thermique simplifié d'un composant magnétique. Le premier modèle permet d'évaluer la température de jonction du semiconducteur en fonction des résistances thermiques du composant et du radiateur utilisé ainsi que des pertes dissipées dans le composant. Le second, modélise les échanges thermiques entre le circuit magnétique, le bobinage et l'air ambiant par des résistances thermiques, et considère les pertes fer et joules dissipées comme deux sources d'échauffement. Ainsi, il permet d'évaluer les températures du circuit magnétique et du

bobinage. Ces modèles seront utilisés dans la procédure d'optimisation pour contrôler l'état d'échauffent des semiconducteurs et des éléments bobinés.

Pour faciliter l'intégration des différents modèles que nous avons développés, dans une démarche d'optimisation globale, le prochain chapitre sera consacré au développement d'outils dédiés à l'optimisation avec des algorithmes de type gradient.

Chapitre 6

Outils génériques dédiés à l'optimisation avec un algorithme de type gradient

1. INTRODUCTION **129**

2. L'OPTIMISATION SOUS CONTRAINTES **129**

3. LES ALGORITHMES D'OPTIMISATION **130**

3.1 LES MÉTHODES DÉTERMINISTES DIRECTES 130
3.2 LES MÉTHODES DÉTERMINISTES INDIRECTES (MÉTHODES DES GRADIENTS) 130
3.3 NOTRE CHOIX DE L'ALGORITHME D'OPTIMISATION 131

4. LA MODÉLISATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE **132**

4.1 LES MODÈLES SYMBOLIQUES 132
4.2 LES MODÈLES NUMÉRIQUES 133
4.3 LES MODÈLES SEMI-SYMBOLIQUES 133
4.4 POSITIONNEMENT VIS À VIS LES MODÈLES DÉDIÉS À L'OPTIMISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES 133

5. LIMITES À RÉSOUDRE VIS À VIS DES MODÈLES EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE **134**

5.1 DISCONTINUITÉS LIÉES AUX TABLEAUX DE DONNÉES 134
5.2 PROBLÈMES DES FONCTIONS ESCALIERS 134
5.3 PROBLÈMES DES BORNES DES SÉRIES 135
5.4 PROBLÈMES DES FORMULATIONS DANS LE DOMAINE DES COMPLEXES 136
5.5 CONCLUSION SUR CES LIMITES 137

6. L'ENVIRONNEMENT EDEN **137**

7. DES OUTILS GÉNÉRIQUES D'AIDE À LA PROGRAMMATION POUR L'OPTIMISATION **139**

8. AUTOMATISATION ET INTÉGRATION DES OUTILS DANS EDEN **139**

8.1 PRINCIPE 139
8.2 UTILISATION DE LA TECHNOLOGIE DES 'PARSEURS' POUR LA CONSTRUCTION DES OUTILS GÉNÉRATEURS DE FONCTION 140
8.2.1 Etapes de création des outils *140*
8.2.2 Implantation informatique *141*

9. LES OUTILS DÉVELOPPÉS **144**

9.1 L'OUTIL D'INTERPOLATION EN UNE DIMENSION (INTERP) 144
9.2 L'OUTIL D'INTERPOLATION EN DEUX DIMENSIONS (INTERP2D) 146
9.3 L'OUTIL STAIRS 148
9.3.1 L'outil *148*
9.3.2. Traitement des fonctions en escalier *150*

10. CONCLUSION **151**

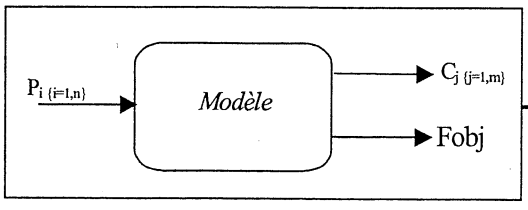
1. Introduction

A travers des outils génériques d'aide à l'optimisation, nous cherchons à aider le concepteur dans le domaine de l'électronique de puissance à concevoir des structures compatibles avec leur environnement tout en optimisant leur encombrement et en minimisant les pertes dissipées dans ces structures.

Dans les chapitres précédents, nous avons développé des modèles de la structure flyback en mode PFC en vue de réaliser une démarche d'optimisation globale de cette structure. Le présent chapitre est consacré au développement des outils génériques d'aide à l'optimisation pour faciliter l'intégration de ces différents modèles dans une procédure d'optimisation avec en particulier un algorithme de type gradient. Tout d'abord, nous allons rappeler, brièvement, les méthodes d'optimisation existantes et nous allons classer les modèles rencontrés en électronique de puissance en trois grandes familles. Ensuite, nous allons nous positionner vis à vis de ces méthodes et ces modèles d'optimisation, ce qui nous amènera à citer les limites à résoudre pour traiter les modèles précédemment développés et pour les intégrer dans une démarche d'optimisation avec un algorithme de type gradient. Pour ce faire, nous allons développer des outils génériques et nous allons les automatiser et les intégrer dans l'environnement d'optimisation EDEN [Atienza 99]. A la fin de ce chapitre, nous allons proposer une procédure pour traiter les modèles à base des fonctions escaliers en utilisant les outils développés.

2. L'optimisation sous contraintes

Par une procédure d'optimisation sous contraintes, nous entendons la recherche dans l'espace de solutions du vecteur optimal des paramètres d'entrée qui minimise la fonction objectif et qui satisfait les contraintes d'égalité et d'inégalité imposées au modèle à optimiser (figure1).



$$\begin{cases} C_{jmin} \le C_j(p_1, p_2, \ldots p_n) \le C \quad \text{ou} \quad C_i = C_i cts \\ P_{imin} \le P_i \le P_{imax} \quad \text{ou} \quad P_i = P_i cts \\ Fobj = F(p_1, p_2, \ldots p_n) \end{cases}$$

Figure 1 : Modèle avec contraintes

Tout critère C_j est contraint entre deux extremums ou fixé,

Fobj est la fonction objectif à minimiser.

Tout paramètre d'entrée P_i est contraint entre deux extremums ou fixé.

L'objectif d'une procédure d'optimisation sous contraintes, telle que nous l'envisageons, est de dimensionner un convertisseur statique en incluant les principaux, voire tous les aspects physiques et géométriques, afin de lui assurer un fonctionnement optimal à coût de réalisation minimal. Dans le cas de la structure flyback étudiée, nous cherchons à minimiser le volume des éléments passifs en tenant compte des aspects absorption sinusoïdale, performances CEM, pertes dans les semiconducteurs et dans les éléments passifs, ainsi que les performances thermiques.

La précision des résultats d'une telle approche d'optimisation, ainsi que la durée nécessaire pour obtenir ces résultats sont fortement liées à l'algorithme d'optimisation utilisé.

3. Les algorithmes d'optimisation

Nous rencontrons dans la littérature deux méthodes d'optimisation qui se distinguent selon la manière de chercher la solution. Les algorithmes stochastiques [Fiacco 68], [Powell 69], [Powell 70] et les algorithmes déterministes [Ramarathnan 73], [Coutel 99/1]. Les premiers parcourent l'espace de solution d'une manière aléatoire, ce qui rend la convergence lente, notamment pour les modèles numériques. De plus, la précision de convergence est inconnue, mais ils ont l'avantage de ne pas être piégés par un optimum local.

Les algorithmes déterministes dirigent la recherche de la solution en se basant sur des propriétés mathématiques.

Dans cette famille d'algorithmes, qui convient mieux pour une procédure d'optimisation rapide, nous distinguons les méthodes directes et les méthodes indirectes.

3.1 Les méthodes déterministes directes

Les algorithmes déterministes directs [Coutel 99/2], [Barrado 98], [Grandi 98] ne nécessitent pas le calcul des dérivées (les $\frac{dC_j}{dP_i}$ et les $\frac{dFobj}{dP_i}$) . Ils sont basés sur la recherche, dans l'espace des solutions, de la combinaison des paramètres d'entrée qui entraîne une meilleure valeur de la fonction objectif. Afin de déterminer la bonne direction à suivre pour la recherche de l'optimum, l'évaluation de la fonction objectif pour différentes valeurs de test est nécessaire, ce qui demande un temps de calcul considérable.

3.2 Les méthodes déterministes indirectes (méthodes des gradients)

Les algorithmes indirects [Sauvey 99], [Apolinario 00], [Volino 00] utilisent le calcul des gradients de la fonction objectif et des critères de sortie par rapport aux paramètres

d'entrée pour diriger la recherche de la solution. Ainsi, ils convergent rapidement vers une solution, ce qui permet de traiter plus de critères que les précédentes méthodes en un temps court et prendre en compte plus de paramètres dans une procédure d'optimisation. Cependant, ils peuvent être piégés par un minimum local. Pour remédier à ce problème, le concepteur doit tester quelques valeurs initiales des paramètres d'entrée. Par ailleurs, une bonne utilisation des algorithmes de type gradient nécessite la continuité des fonctions décrivant le modèle et la continuité de leurs dérivées.

3.3 Notre choix de l'algorithme d'optimisation

Notre choix d'algorithme d'optimisation repose sur les besoins du concepteur des convertisseurs statiques. En effet, le concepteur à besoin d'effectuer une procédure d'optimisation sous contraintes la plus générale possible, la moins coûteuse en temps de calcul et la plus précise.

D'après l'analyse des algorithmes d'optimisation évoquée précédemment, il apparaît clairement que les algorithmes de type gradient sont les mieux placés pour satisfaire les besoins de concepteur car ils permettent de prendre en compte un nombre correct de critères et de paramètres en une seule procédure d'optimisation (70 critères et 52 paramètres d'entrée dans le cas de la structure flyback étudiée) et ils convergent rapidement vers une solution. Pour limiter le risque de se faire piéger par un minimum local, il faut prendre soin au choix des valeurs initiales des paramètres d'entrée, ce que nous illustrons dans le chapitre 7.

En revanche, une meilleure utilisation d'un algorithme d'optimisation de type gradient nécessite que le modèle à optimiser soit continu, dérivable et que leurs dérivées par rapport aux paramètres d'entrée soient continues. Autrement dit, l'utilisation des modèles analytiques s'avère l'idéal (figure 2). Or, ce n'est pas le cas des modèles décrivant les différents phénomènes qui caractérisent le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance, comme nous le montrons dans le paragraphe suivant.

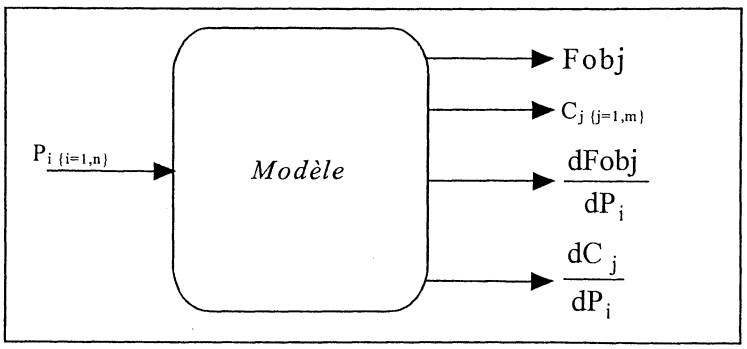


Figure 2 : Modèle recommandé par l'optimisation avec un algorithme de type gradient

4. La modélisation en Electronique de Puissance

Actuellement, l'électronique de puissance couvre une large gamme des applications industrielles. Le volume et le coût de réalisation de ces applications s'avèrent être les préoccupations essentielles des concepteurs, ce qui montre l'intérêt du dimensionnement et de l'optimisation des dispositifs à fabriquer. Cependant, une démarche d'optimisation nécessite la modélisation des dispositifs considérés, en tenant compte des différents phénomènes intervenant dans la détermination de la fonction coût du produit envisagé. Généralement, le volume du dispositif à concevoir et la technologie adoptée sont les éléments les plus importants dans l'évaluation du coût de la réalisation. De plus, et en particulier dans le domaine de l'électronique de puissance, le coût de réalisation des convertisseurs statiques est fortement lié aux perturbations engendrées par ces convertisseurs sur des installations voisines à la fois en basse fréquence et en haute fréquence. Ces perturbations sont gérées par des normes spécifiques et tout dépassement vient rajouter des frais supplémentaires.

Par ailleurs, la modélisation de ces différents aspects fait intervenir des modèles différents du point de vue simplicité de traitement et d'implémentation dans une procédure d'optimisation ou du point de vue précision des résultas obtenus ou encore du point de vue rapidité de calcul. Dans ce contexte, nous distinguons trois grandes familles de modèles, couramment utilisées dans la modélisation en électronique de puissance.

4.1 Les modèles symboliques

Nous définissons un modèle symbolique comme un système d'équations décrivant les relations entre les aspects physiques d'un dispositif et ces paramètres géométriques. Dans la mesure du possible, ces systèmes d'équations sont constitués à partir des fonctions continues, dérivables et leurs dérivées sont continues, ce qui permet de connaître, d'une façon continue, la valeur d'un paramètre de sortie et la valeur de ses dérivées dès que les valeurs des paramètres d'entrées sont connues.

Pour leurs grands intérêts, les modèles symboliques sont incontournables dans la phase de préconception des convertisseurs statiques. En effet, ils sont bien adaptés à un calcul rapide. Ceci est donc très intéressant dans une procédure d'optimisation car ils offrent à l'algorithme d'optimisation la possibilité de parcourir l'espace de la solution en un temps de calcul court. De plus, ils permettent d'utiliser un nombre considérable de critères en une seule procédure d'optimisation (70 critères dans notre cas), ce qui permet d'effectuer une optimisation globale en tenant compte de plusieurs phénomènes qui peuvent intéresser le

concepteur en électronique de puissance (absorption sinusoïdale, performances CEM, volumes, pertes, coût ...).

L'autre avantage est la souplesse offerte au concepteur pour vérifier l'aspect physique des phénomènes étudiés et déduire les paramètres agissant d'une façon directe ou indirecte sur les objectifs visés de la réalisation grâce aux relations symboliques directes entre ces objectifs et les paramètres de la structure à concevoir.

4.2 Les modèles numériques

A l'inverse du modèle symbolique, un modèle numérique est décrit par un système d'équations non symboliques où les dépendances entre le phénomène modélisé et les paramètres du modèle ne sont pas claires, ce qui fait que souvent les paramètres de sorties sont discontinus et non dérivables symboliquement. Ainsi, la connaissance de la valeur d'un paramètre de sortie en connaissant celle des paramètres d'entrée nécessite un calcul itératif faisant appel à des méthodes numériques spécifiques telle que la méthode de Newton-Raphson pour la résolution d'un système d'équations non linéaires ou la méthode de Runge-Kutta pour la résolution d'un système d'équations différentielles. Notons que de tels modèles numériques sont coûteux en temps de calcul et éventuellement en taille mémoire, ce qui les rend plus adaptés pour l'analyse (simulation) que pour la conception par optimisation.

4.3 Les modèles semi-symboliques

La troisième catégorie des modèles rencontrés dans la modélisation en électronique de puissance est la catégorie des modèles semi-symboliques. Elle regroupe à la fois des modèles symboliques et des modèles numériques. En effet, les modèles semi-symboliques sont décrits à la fois par des fonctions continues, dérivables symboliquement et leurs dérivées sont continues et par des fonctions dont quelques paramètres sont discontinus. C'est, par exemple, le cas des variations de l'induction magnétique en fonction de la section effective du noyau magnétique qui est un paramètre discontinu qui varie sous forme d'escaliers. Ces modèles semi-symboliques peuvent être adaptés pour ressembler à des modèles symboliques afin de bénéficier des avantages de ces derniers.

4.4 Positionnement vis à vis les modèles dédiés à l'optimisation des convertisseurs statiques

Parmi les modèles analysés dans ce paragraphe, les modèles symboliques s'avèrent être les mieux placés pour réaliser une procédure d'optimisation sous contraintes car ils sont

bien adaptés au calcul rapide et offrent une grande souplesse pour l'étude de la dépendance entre le modèle à optimiser et ses différents paramètres. Malheureusement, ce n'est pas le cas des modèles rencontrés dans la modélisation des convertisseurs statiques où les modèles semi-symboliques sont inévitables, notamment, pour représenter les tableaux de données, les abaques du constructeur et les séries. Ainsi, des limites sont imposées à la modélisation symbolique et pour bien la mener il va nous falloir les résoudre.

5. Limites à résoudre vis à vis des modèles en électronique de puissance

Le besoin de modéliser les différents aspects et phénomènes liés aux fonctionnements des convertisseurs statiques fait appel à des modèles de plus en plus compliqués. Dans laplus part des cas, ces modèles peuvent être classés dans la catégorie des modèles semi-symboliques décrits souvent par des fonctions discontinues et non dérivables symboliquement. Cependant, l'utilisation d'un algorithme d'optimisation de type gradient nécessite, comme nous l'avons déjà dit, la continuité des fonctions et la continuité de leurs dérivées. Ce qui fait qu'une adaptation des modèles d'électronique de puissance est inévitable avant de les intégrer dans une procédure d'optimisation sous contraintes avec un algorithme de type gradient.

5.1 Discontinuités liées aux tableaux de données

Les tableaux de données sont couramment rencontrés dans la conception en électronique de puissance. A titre d'exemple, le constructeur donne :

- le volume du condensateur en fonction de sa capacité et de la tension utile,
- les dimensions de l'inductance en fonction de sa valeur et de son courant nominal,

Ces données sont des tableaux de valeurs qui induisent une forte discontinuité des fonctions décrivant les volumes.

Autour de la procédure d'optimisation de la structure flyback, nous allons montrer qu'il est possible de traiter les problèmes de discontinuité des fonctions définies à partir des tableaux par des outils d'interpolation en une ou en deux dimensions (1D ou 2D).

5.2 Problèmes des fonctions escaliers

Une autre limitation des modèles en électronique de puissance est liée à la discontinuité engendrée par les fonctions ou par les paramètres qui varient en escalier (figure 3).

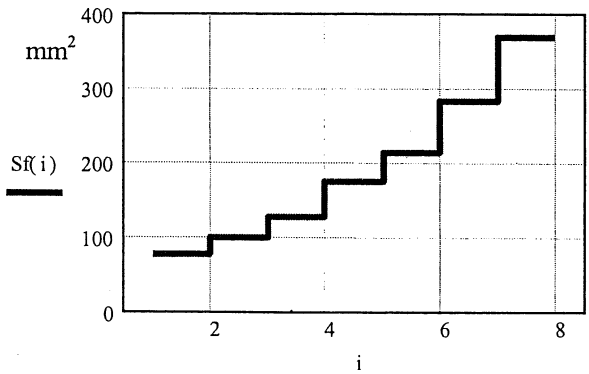


Figure 3 : Variation de la section effective (Sf) d'un noyau magnétique ETD en fonction de l'indice i du noyau choisi représentatif du produit Sf.Sb

En effet, la valeur nulle de la dérivée le long d'un palier d'escalier puis le passage de cette valeur instantanément à l'infini perturbe fortement l'algorithme d'optimisation en l'empêchant de converger ou en le piégeant par un minimum local.

Comme exemple de ces modèles, nous pouvons citer les variations de la section effective d'un noyau ETD en fonction du noyau magnétique choisi (figure 3) à partir du produit des aires calculé (produit de la section du bobinage Sb par la section du cuivre Sf). Un autre exemple de fonctions en escalier concerne les variations du coefficient de bobinage en fonction de la fréquence de découpage présentées dans la figure 10 du deuxième chapitre.

Pour traiter ce problème d'escaliers, nous avons développé un outil générique dédié. L'utilisation de cet outil en lien avec les outils d'interpolation permet d'éviter la discontinuité des modèles et améliore considérablement la convergence de l'algorithme d'optimisation.

5.3 Problèmes des bornes des séries

Pour la modélisation des convertisseurs statiques, le concepteur doit souvent manipuler des séries pour étudier un comportement en basse fréquence issu de la contribution de plusieurs comportements en haute fréquence (en double échelle de temps). Par exemple, dans le cas de la structure flyback étudiée, l'évaluation des pertes dissipées dans les semiconducteurs consiste, tout d'abord, à modéliser ces pertes en haute fréquence puis à additionner les pertes dissipées sur toutes les périodes haute fréquence contenues dans la période basse fréquence. L'intégration de ces séries de fonctions dans une procédure d'optimisation avec un algorithme de type gradient nécessite la continuité de ces séries et la continuité de leurs dérivées. Cependant, les bornes de ces séries varient, généralement, en fonction des paramètres de l'optimisation alors qu'ils doivent être des entiers pour pouvoir évaluer la valeur de telles séries.

Dans la relation 1 ci-dessous, la fonction f qui dépend des paramètres d'entrée p_i (i = 1,n) s'exprime sous forme d'une série de fonctions h1 et h2 dont la borne maximale (i_{max}) varie en fonction du paramètre d'optimisation p_k.

$$f(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) = \sum_{i=1}^{i_{max}=g(p_k)} h1(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) + h2(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) \quad (1)$$

Pour assurer la continuité de la fonction f, nous allons proposer une technique d'interpolation comme le montre la relation 2 :

$$f_{interp}(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) = g2(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) + \begin{bmatrix} g2(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) - \\ g1(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) \end{bmatrix} \cdot [p_k - \text{integer}(p_k+1)] \quad (2)$$

Avec :

$$\begin{aligned} g1(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) &= \sum_{i=1}^{i_{max}=\text{integer}(p_k)} h1(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) + h2(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) \\ g2(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) &= \sum_{i=1}^{i_{max}=\text{integer}(p_k+1)} h1(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) + h1(p_1,p_2,..,p_k,..,p_n) \end{aligned} \quad (3)$$

Cela revient à faire la moyenne pondérée des deux fonctions obtenues pour i_{max}=integer(P_k) et i_{max}=integer(P_k+1).

La figure 4 illustre un exemple d'application de cette technique d'interpolation.

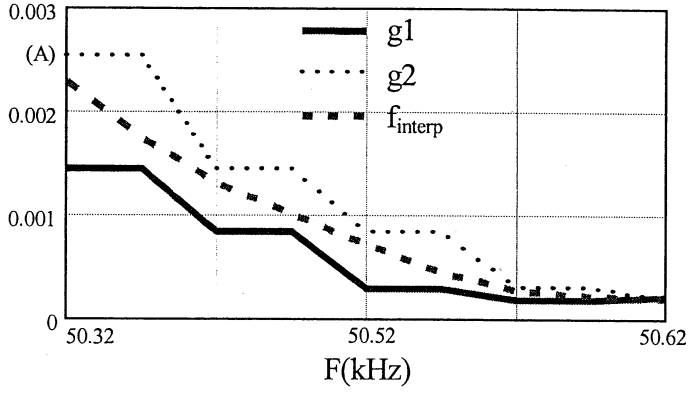


Figure 4 : Exemple d'interpolation des séries de fonctions

D'après cette figure, nous constatons que la série de fonctions interpolée f_{interp} est continue par rapport au paramètre d'optimisation F. Le même principe est appliqué avec succès sur les dérivées partielles.

5.4 Problèmes des formulations dans le domaine des complexes

Une autre problématique que nous rencontrons souvent dans la modélisation en électronique de puissance est liée aux modèles décrits par des formulations codées dans le domaine des complexes (C). Cela est le cas des modèles dédiés à une analyse fréquentielle

telle que l'estimation du spectre en basse fréquence ou le spectre CEM pour une étude normative. Cependant, les logiciels d'optimisation généralement codés dans le domaine des réels (R), comme c'est le cas pour EDEN, ne permettent pas d'implémenter les formulations complexes telles quelles. Pour remédier à cette difficulté, nous allons traiter, séparément, la partie réelle et la partie imaginaire d'une fonction complexe. Autrement dit, les calculs sont formulés en séparant les deux aspects (réel et imaginaire) (4) :

$$f(Re + j \cdot Im) = f(Re, Im) \qquad (4)$$

Re et Im sont, respectivement, la partie réelle et la partie imaginaire de la fonction complexe f.

5.5 Conclusion sur ces limites

Dans les paragraphes précédents, nous avons montré que les algorithmes d'optimisation de type gradient munies des modèles symboliques sont bien placés pour effectuer une procédure d'optimisation rapide comprenant un nombre considérable de critères et de paramètres (70 critères et 52 paramètres d'entrée dans le cas de la structure flyback). En revanche, des limites imposées par les modèles semi-symboliques empêchent de bien mener cette approche d'une façon directe, sans aucune adaptation, dans un environnement d'optimisation utilisant des algorithmes de type gradient. Ainsi nous proposons des guides et des outils spécifiques autour de l'environnement d'optimisation EDEN pour faire que les modèles à optimiser aient les propriétés requises par un algorithme de type gradient.

6. L'environnement EDEN

L'environnement d'optimisation EDEN, développé par Eric Atienza [Atienza 99] au sein de l'équipe Conception des Diagnostiques Intégrés (CDI) du LEG, permet de générer un composant de calcul, baptisé COB, à partir d'un modèle de dimensionnement (figure 5). A partir des entrées et éventuellement des différentielles de ce modèle, le COB est apte de calculer les sorties ainsi que leurs différentielles.

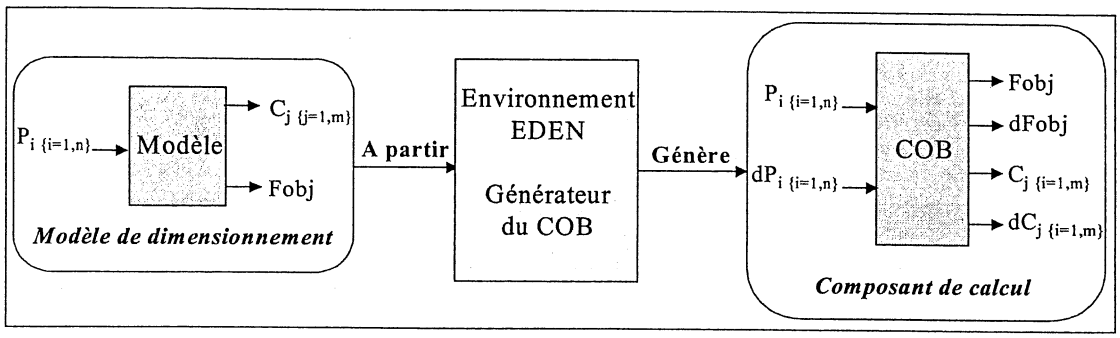


Figure 5 : Génération du composant de calcul

Le COB généré peut être utilisé pour une analyse de modèle ou pour une procédure d'optimisation dans des différents outils, en particulier Mathcad, Matlab et EDEN.

Par ailleurs, l'environnement EDEN se décompose en trois principaux modules (figure 6):

- Un module de génération du composant de calcul qui se charge de générer le COB à partir du modèle de dimensionnement.
- Un module d'optimisation qui utilise le COB pour réaliser une démarche d'optimisation.
- Un module de calcul qui offre la possibilité de tester le COB et faire une étude de sensibilité.

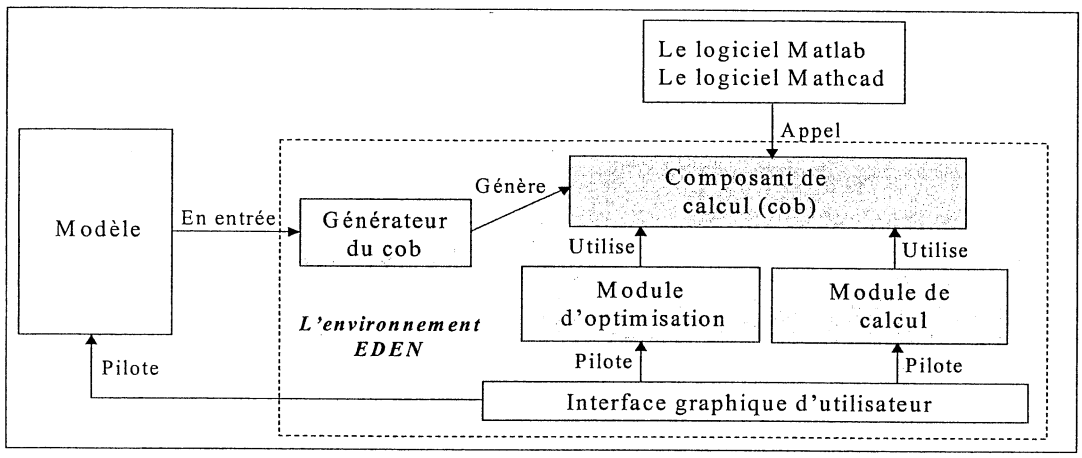


Figure 6 : L'environnement EDEN

Dans le dernier chapitre, nous reviendrons sur cette décomposition en détail et nous présenterons ces modules du point de vue utilisation pour réaliser une procédure d'optimisation.

Pour réaliser une démarche d'optimisation sur EDEN, les modèles symboliques sont fortement recommandés. Cependant, Pour traiter des modèles semi-symboliques, des classes

programmées java sont nécessaires. Or, pour les tableaux de données, les abaques et les fonctions en escalier la programmation est lourde et coûteuse du fait de décrire une classe Java pour chaque tableau de données. Pour remédier à cette difficulté, EDEN offre la possibilité d'intégrer des outils utilitaires pour traiter ce genre de problèmes. Dans ce contexte, nous avons développé des outils pour prendre en compte de façon générique les tableaux de données et les fonctions en escalier.

7. Des outils génériques d'aide à la programmation pour l'optimisation

Autour de l'environnement EDEN, pour soulever les problèmes de discontinuité des modèles semi-symboliques et faciliter le traitement des fonctions escaliers, nous avons développé des outils d'aide à la programmation des modèles pour l'optimisation [Larouci 01/1], [Larouci 01/3]. L'objectif est d'adapter les modèles des convertisseurs statiques à la modélisation recommandée par EDEN (figure 7) pour effectuer l'optimisation dans des bonnes conditions de précision et de rapidité de convergence.

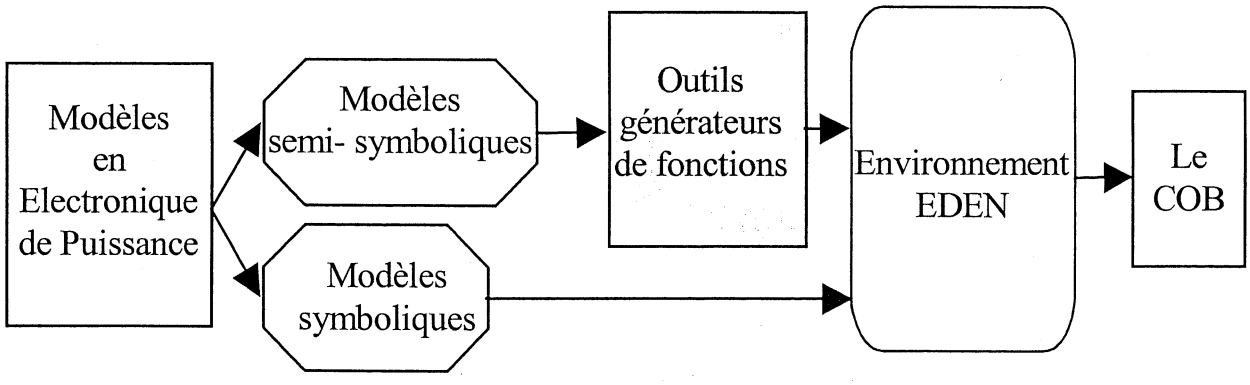


Figure 7 : Adaptation des modèles semi-symbolique à la modélisation d'EDEN

Le besoin de réutiliser ces outils plusieurs fois dans une procédure d'optimisation ou dans des différentes démarches d'optimisation, nous a amené à les rendre génériques et les intégrer dans l'environnement EDEN.

8. Automatisation et intégration des outils dans EDEN

8.1 Principe

Un point commun des outils développés, que nous présentons dans le prochain paragraphe, est l'architecture globale qui se présente comme une structure informatique

capable de générer, dans le COB, une fonction spécifique qui calcule les paramètres de sortie en fonction des paramètres d'entrée P_i ainsi que les différentielles des paramètres de sortie par rapport aux paramètres d'entrée (figure 8).

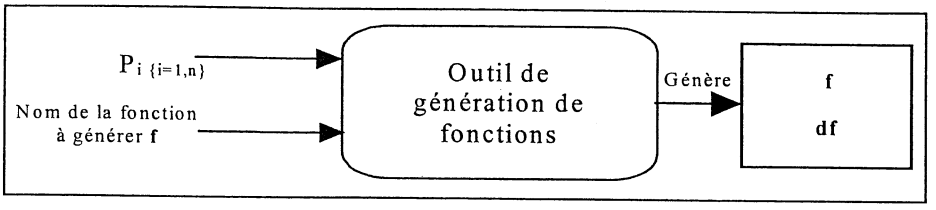


Figure 8 : Génération d'une fonction spécifique et sa différentielle

L'appel de cet outil se fait par une commande similaire à une équation dans la démarche d'optimisation, comme le montre la relation 5 :

$$\text{Nom_de_la_fonction_à_générer} = \text{Nom_de_l'outil}(P_1, P_2, \ldots\ldots, P_n) \qquad (5)$$

Avec : $P_{i\{i=1,n\}}$ les données pour générer la fonction (par exemple données du constructeur).

8.2 Utilisation de la technologie des 'parseurs' pour la construction des outils générateurs de fonction

La génération des outils que nous avons développés est basée sur la technique des 'parseurs'. Nous rappelons qu'un 'parseur' est un analyseur syntaxique de fichiers. Dans ce contexte, nous avons profité des outils d'aide à la génération de code existant s'appuyant sur les 'parseurs', en particulier CDICC et GENX [Atienza 99] développées par Eric Atienza dans ses travaux de thèse en complément d'EDEN, ainsi que JAVACC développé par Sun.

8.2.1 Etapes de création des outils

Comme nous l'avons déjà dit, les outils que nous avons développés sont créés de la même façon (figure 8) en utilisant la technique des 'parseurs'.

La procédure de création de ces outils, telle que nous l'avons adoptée, peut être décomposée en quatre principales étapes (figure 9) :

- Dans la première étape, les moules des classes et des données à générer sont programmés (par exemple un tableau de points pour une interpolation).
- La deuxième étape consiste à utiliser des outils d'aide à la génération s'appuyant sur les 'parseurs' pour générer l'outil spécifique correspondant aux moules programmés, et permettant de générer les fonctions souhaitées.

- La troisième étape permet de préparer la génération de la fonction destinée à traiter des données spécifiques. A ce stade, les données de l'utilisateur et le nom de la fonction à générer sont introduits dans l'outil spécifique.
- La dernière étape est consacrée à la génération de la fonction spécifique et sa différentielle en utilisant encore une fois la technique des 'parseurs'. Ainsi, la fonction générée est utilisée à souhait dans la démarche d'optimisation.

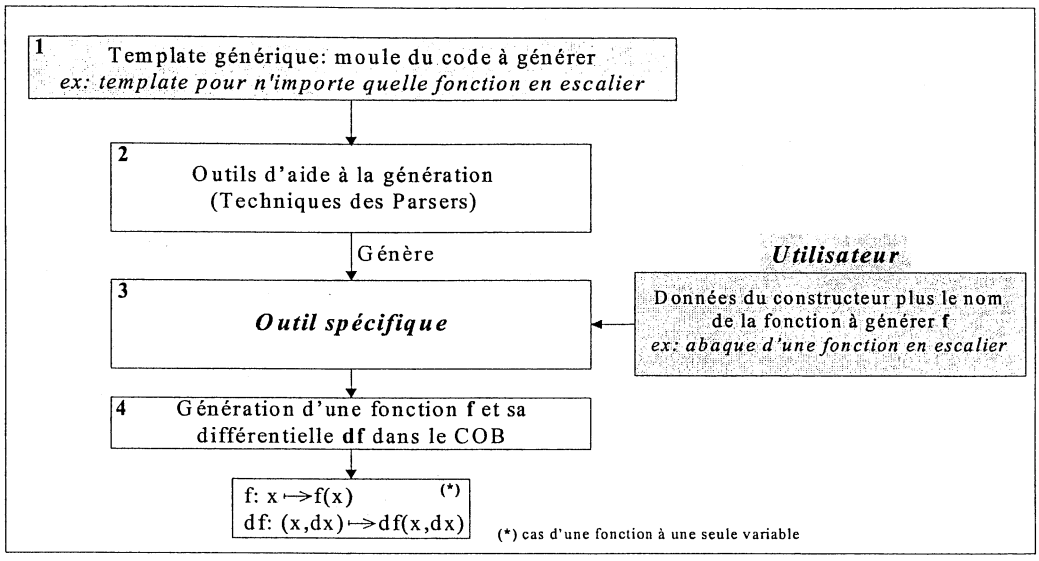


Figure 9 : Principe de création des outils

8.2.2 Implantation informatique

Du point de vue implantation informatique, la procédure de rendre générique les outils développés, évoquée dans le paragraphe précédent, peut être représentée par le schéma suivant :

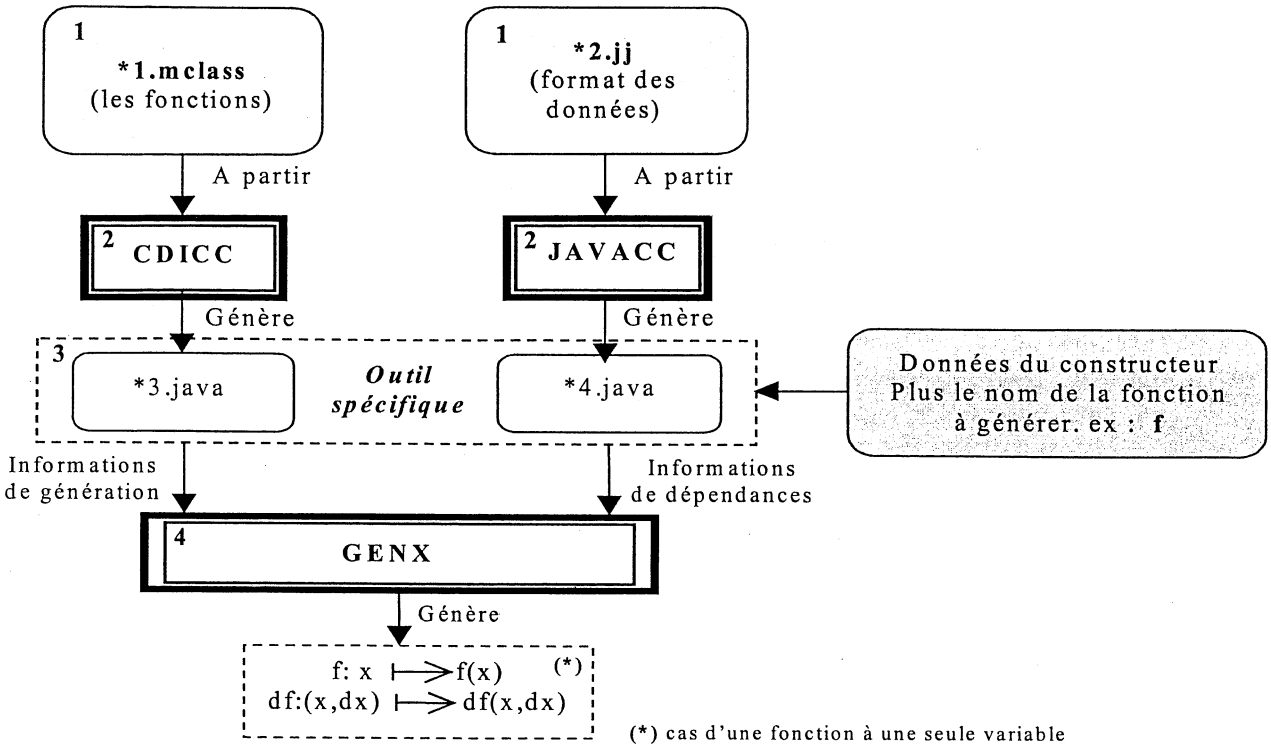


Figure 10 : Principe de génération

a. Aspect génération des outils utilitaires

- Dans la première étape de cette procédure, nous fournissons un fichier paramétré *1.mclass (voir l'exemple de la figure 11) à partir d'une classe java qui traite un modèle spécifique (abaques du constructeur, fonctions en escalier...) et un fichier paramétré jj (*2.jj) (voir l'exemple de la figure 12) qui décrit le format (la syntaxe) des données nécessaires à la génération des fonctions pour l'optimisation.
- Dans la deuxième étape, des outils d'aide à la génération (CDICC et JAVACC) sont utilisés pour générer un outil spécifique à partir des fichiers paramétrés fournis dans la première étape. Le générateur CDICC parse le fichier *1.mclass pour générer le source java (*3.java) qui permettre par la suite de générer les fonctions dédiées. L'outil JAVACC parse le fichier *2.jj pour générer automatiquement le fichier *4.java permettant de générer par la suite le code des données utilisées par le fichier *3.java.

```
public class TestGenere{
/* le 16 Octobre 2000, version 1.0
auteur : C. Larouci */


public double[][] $y£=
$data£
      double[] $x1£=
      $x1data£
      double[] $x2£=
      $x2data£
int $x1£_n=$x1£.length;
int $x2£_n=$x2£.length;


public double $fonction£(double b,double l)

public double d_$fonction£(double b,double l, double db,double dl)
      {
      double valdf;
      valdf=dl_calcul(b,l)*db+d2_calcul(b,l)*dl;
      return valdf;
      }
```

Figure 11 : Exemple d'un fichier mclass

```
<IN_SINGLE_LINE_COMMENT,IN_FORMAL_COMMENT,IN_MULTI_LINE_COMMENT>
MORE :
{
  < ~[] >
}

/* LITERALS */

TOKEN  [IGNORE_CASE]:
{
 < ROOT : "root" >
|< INTERP2D : "interp2D" >
|< INTERP1D : "interp" >

}

TOKEN :
{
  < FLOATING_POINT_LITERAL:
        (["0"-"9"])+
      |
        (["0"-"9"])+ "." (["0"-"9"])* (<EXPONENT>)? (["f","F","d","D"])?
```

Figure 12 : Exemple d'un fichier .jj

b. Utilisation par le concepteur en génie électrique

- Dans la troisième étape les données du constructeur ainsi que le nom de la fonction à générer sont introduits dans l'outil spécifique généré constitué principalement des fichiers *3.java et *4.java. (Ceci se fut dans EDEN, lors de la description du modèle complet de dimensionnement).
- Dans la dernière étape, l'outil GENX utilise les informations de génération et de dépendances de l'outil créé pour générer la fonction spécifique et sa différentielle. Les informations de génération décrivent la façon de générer le code java qui calcule la fonction et sa différentielle et la façon d'appeler cette fonction. Les informations de

dépendances permettent de connaître les dépendances de la fonction à générer envers les paramètres de cette fonction et envers d'autres fonctions si elles existent.

Notons que ces étapes sont transparentes pour l'utilisateur car il n'est chargé que d'introduire ses données en appelant l'outil correspondant à la fonction qu'il souhaite générer. Par exemple, dans le cas de l'outil STAIRS qui traite des données sous forme d'escalier, que nous présentons dans le prochain paragraphe, l'utilisateur ne fait que rentrer ses données (les points où il connaît sa fonction) et EDEN appel l'outil créé pour générer la fonction en escalier correspondante à ces données ainsi que la différentielle de cette fonction nécessaire pour une procédure d'optimisation avec un algorithme de type gradient. Dans une telle procédure, seule la fonction générée et sa différentielle sont vues par l'algorithme d'optimisation.

9. Les outils développés

Dans cette partie, nous présentons les outils que nous avons réalisés pour traiter les tableaux de données et les fonctions en escalier [Larouci 01/2]:

- L'outil d'interpolation en une dimension INTERP,
- L'outil d'interpolation en deux dimensions INTERP2D,
- L'outil STAIRS.

9.1 L'outil d'interpolation en une dimension (INTERP)

L'outil d'interpolation en une dimension (INTERP) permet de générer une fonction spécifique (nommée f dans la figure 13) pour estimer, d'une façon continue, la valeur de cette fonction et sa dérivée en un point aléatoire x à partir de quelques points où cette fonction est connue. Cet outil se présente comme une structure informatique (figure 13) ayant à l'entrée deux vecteurs X de points x_i et Y de points $f(x_i)$, où la fonction à estimer est déterminée, ainsi que le nom de la fonction à générer (f dans la figure 13). Au cour de la procédure d'optimisation, cette fonction générée peut être appelée plusieurs fois selon le besoin.

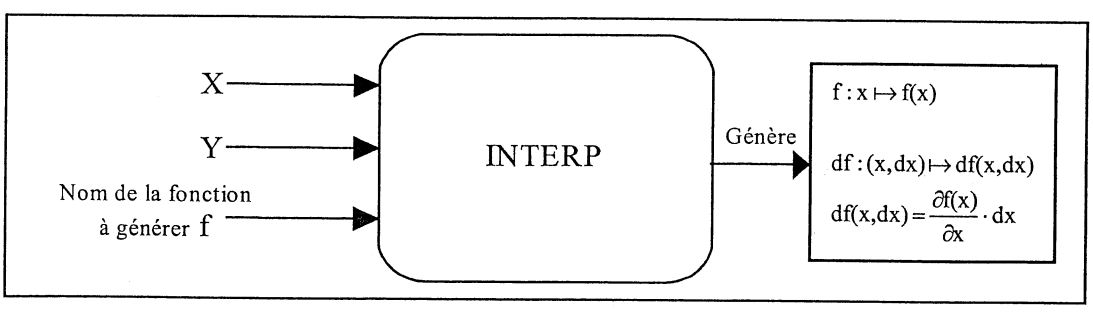


Figure 13 : Principe de l'outil INTERP

L'algorithme de cet outil est basé sur une interpolation cubique telle que le montre le système 6 ci-dessous:

$$f(x) = \sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{4} C_{i,j} \cdot t^{i-1}$$
$$\frac{\partial f(x)}{\partial x} = \sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{4} (i-1) \cdot C_{i,j} \cdot t^{i-2} \qquad (6)$$

Avec : $t = \frac{x - x_i}{x_{i+1} - x_i}$, et x entre x_i et x_{i+1}.

C est une matrice de coefficients calculée à partir d'une matrice constante [Coutel 99/1].

La figure 14 présente un exemple d'interpolation en 1D. Le domaine d'interpolation est limité dans l'intervalle [X_{min}, X_{max}].

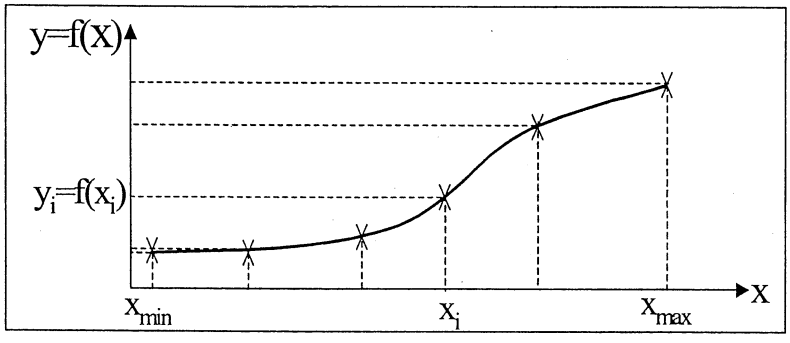


Figure 14 : Exemple d'interpolation en 1D

Dans une procédure d'optimisation, l'outil INTERP se présente comme une équation dans le fichier décrivant le modèle à optimiser. Dans ce fichier, la fonction générée par l'outil INTERP peut être appelée une ou plusieurs fois selon le besoin.

La figure 15 illustre un exemple d'utilisation de l'outil INTERP dans le fichier descriptif de EDEN. La fonction f générée est appelée pour interpoler le tableau de données en différents points (x, g, …., y). Dans cet exemple, les points interpolés sont supposés dans l'intervalle [X_{min}, X_{max}] (avec X_{min}=0.0 et X_{max}=2.5) si non le calcul renvoie une erreur.

```
model to generate
ex2_inter1D.am
// Utilisation de l'outil INTERP pour générer la fonction f
f=interp(
  [0.0,0.25,0.5,0.75,1.0,1.25,1.5,1.75,2,2.25,2.5],
 [0.0,0.0625,0.25,0.5625,1.0,1.5625,2.25,3.0625,4.0,5.0625,6.25]
) ;

//Utilisation à souhait de la fonction f dans le modèle de dimensionnement
@eden
y=f(x);
u=f(g);
h=f(y);
```

Figure 15 : Utilisation de l'outil INTERP dans le fichier de dimensionnement de EDEN

La figure 16 présente l'interface graphique de calcul de EDEN utilisant la fonction générée par l'outil INTERP pour calculer la valeur de la fonction $f(x)=x^2$ et sa différentielle au point x=0.5.

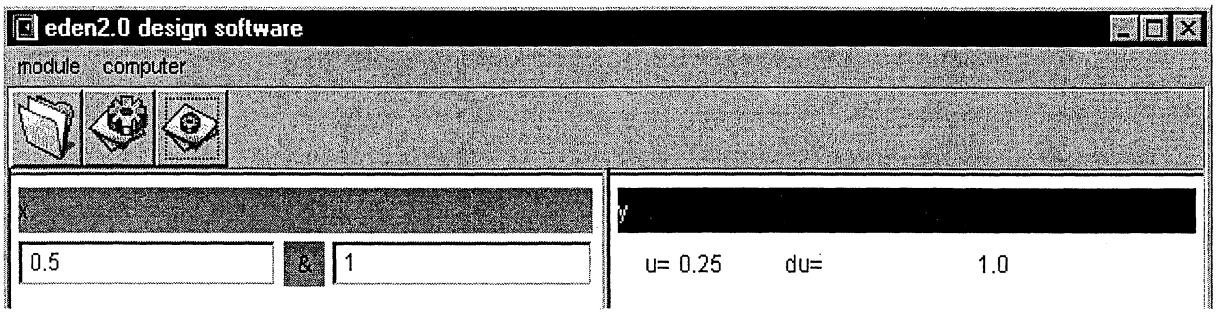


Figure 16 : Interface graphique de calcul de EDEN utilisant l'outil INTERP

9.2 L'outil d'interpolation en deux dimensions (INTERP2D)

L'outil d'interpolation en deux dimensions (INTERP2D) est une extension de l'outil INTERP. A partir des vecteurs X de points x_i et Y de points y_j où la fonction à interpoler est connue (vecteur Z de points $f(x_i,y_i)$) , il permet de calculer la valeur z=f(x,y) et sa différentielle en un point (x,y) quelconque. Le principe de cet outil est présenté dans la figure 17.

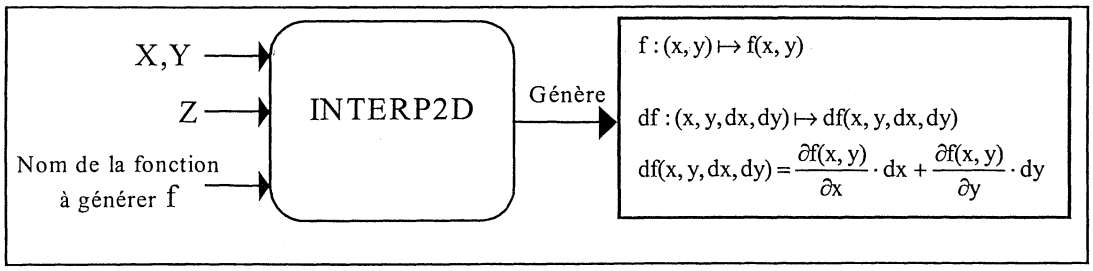


Figure 17 : Principe de l'outil INTERP2D

L'interpolation utilisée par cet outil est une interpolation cubique décrite par le système suivant :

$$
\begin{aligned}
f(x,y) &= \sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{4} C_{i,j} \cdot t^{i-1} \cdot u^{j-1} \\
\frac{\partial f(x,y)}{\partial x} &= \sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{4} (i-1) \cdot C_{i,j} \cdot t^{i-2} \cdot u^{j-1} \\
\frac{\partial f(x,y)}{\partial y} &= \sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{4} (j-1) \cdot C_{i,j} \cdot t^{i-1} \cdot u^{j-2}
\end{aligned}
\qquad (7)
$$

Avec : $t = \dfrac{x - x_i}{x_{i+1} - x_i}, u = \dfrac{y - y_j}{y_{j+1} - y_j}$.

C est une matrice de coefficients calculée de la même matrice constante utilisée pour l'interpolation en 1D [Coutel 99/1].

De ce fait, la fonction f et ses dérivées partielles varient d'une façon continue lorsque le point interpolé passe d'un point connu à un autre dans l'intervalle de définition de la fonction f.

La figure 18 montre un exemple d'interpolation en deux dimensions. Dans cette figure, le domaine d'interpolation est limité par X_{min}, X_{max}, Y_{min} et Y_{max}.

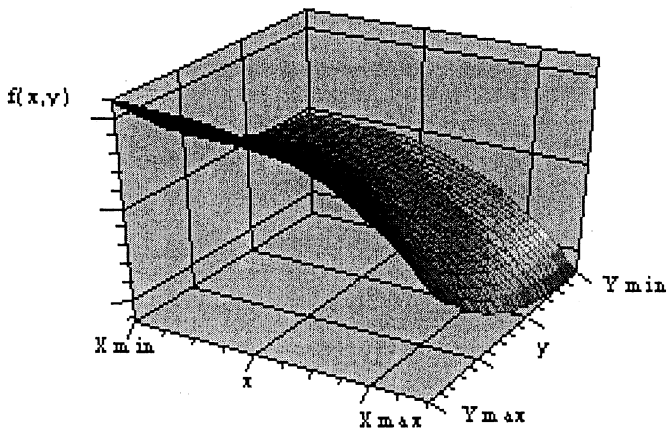


Figure 18 : Exemple d'interpolation en 2D

De même que pour l'outil INTERP, l'appel de l'outil INTERP2D figure comme une équation dans le fichier descriptif du modèle à optimiser. Un exemple d'utilisation de cet outil est présenté dans la figure 19.

```
model to generate
ex2_inter2D.am
// Utilisation de l'outil INTERP2D pour générer la fonction f
@functional
f=interp2D(
            [0.5,1.0,1.5,2.0],
            [0.25,0.5,0.75,1.0,1.25,1.5],
[
                        [0.266,1.016,2.266,4.016],
                        [0.375,1.125,2.375,4.125],
                        [0.672,1.422,2.672,4.422],
                        [1.25,2,3.25,5],
                        [2.203,2.953,4.203,5.953],
                        [3.625,4.375,5.625,7.375]
]
            ) ;

//Utilisation à souhait de la fonction f dans le modèle de dimensionnement
@eden
z=f(x,y);
u=f(t1,t2);
```

Figure 19 : Utilisation de l'outil INTERP2D dans un fichier de dimensionnement de EDEN

La figure 20 montre un exemple d'utilisation de la fonction f (de la figure 19) générée par l'outil INTERP2D pour calculer sa valeur et sa différentielle au point (x,y)=(1.2,0.6).

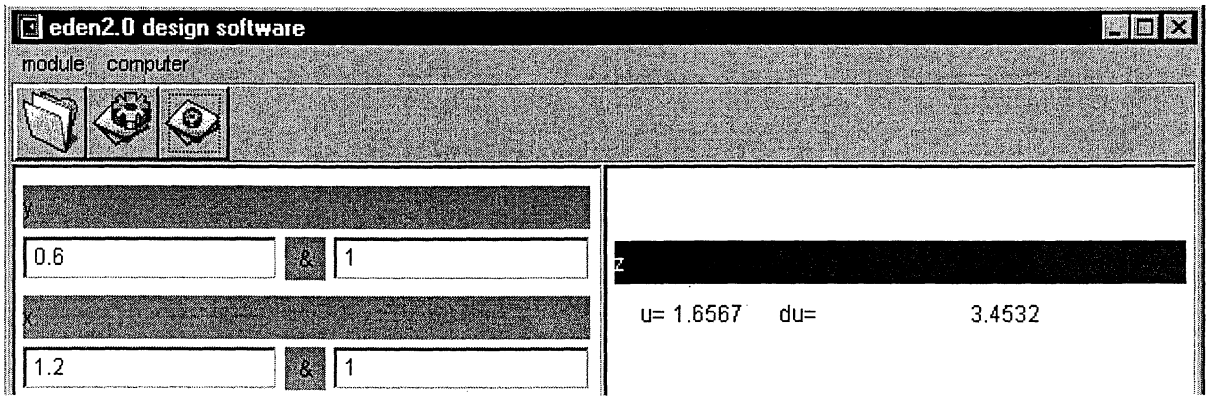


Figure 20 : Interface graphique de calcul de EDEN utilisant la fonction générée par l'outil INTERP2D

9.3 L'outil STAIRS

9.3.1 L'outil

L'outil STAIRS aide à décrire une fonction qui varie en escalier et fournit sa différentielle (figure 21).

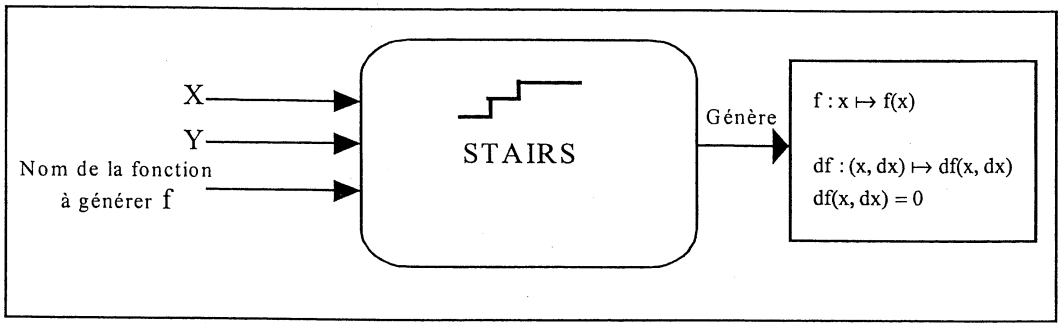


Figure 21 : Principe de l'outil STAIRS

Pour tout paramètre d'entrée entre x_i et x_{i+1}, il renvoie la valeur y_i qui correspond à la valeur de la fonction au point x_i. Le choix d'une dérivée nulle est issu de plusieurs tests sur la formulation des dérivées (linéaire, carrée...) autour des points de discontinuité (figure 22). Ce choix perturbe peu l'algorithme d'optimisation et lui offre une bonne précision de convergence.

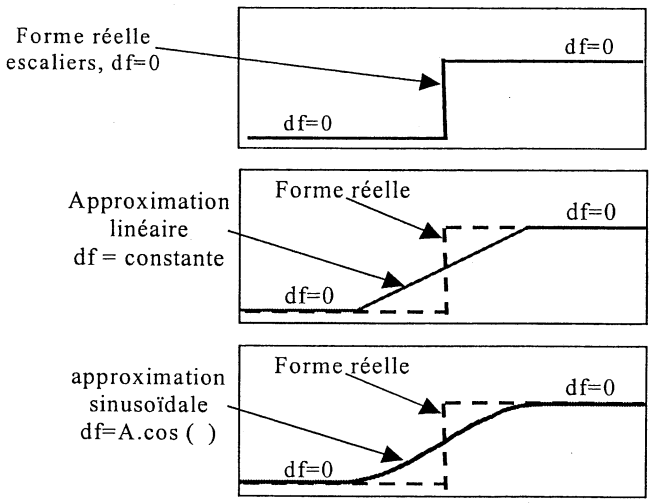


Figure 22 : Approximations d'une fonction en escalier pour le calcul de la dérivée

L'outil STAIRS est utilisé dans le fichier de dimensionnement, en spécifiant les limites des paliers d'escaliers (les points x_i) et les valeurs $f(x_i)$ correspondantes (figure 23).

```
model to generate
ex_stairs.am
// Appel de l'outil STAIRS pour générer la fonction f

@functional
f=stairs(
  [0.0,0.25,0.5,0.75,1.0,1.25,1.5,1.75,2,2.25,2.5],
 [1.0,2.0,3.0,4.0,5.0,6.0,7.0,8.0,9.0,10.0,11.0]
) ;

// Utilisation de la fonction générée dans le modèle de dimensionnement
@eden
y=f(x);
```

Figure 23 : Utilisation de l'outil STAIRS dans le fichier de dimensionnement de EDEN

La figure 24 montre l'interface de calcul de EDEN qui utilise la fonction en escalier définie dans le fichier descriptif précédent (figure 23) et générée par l'outil STAIRS.

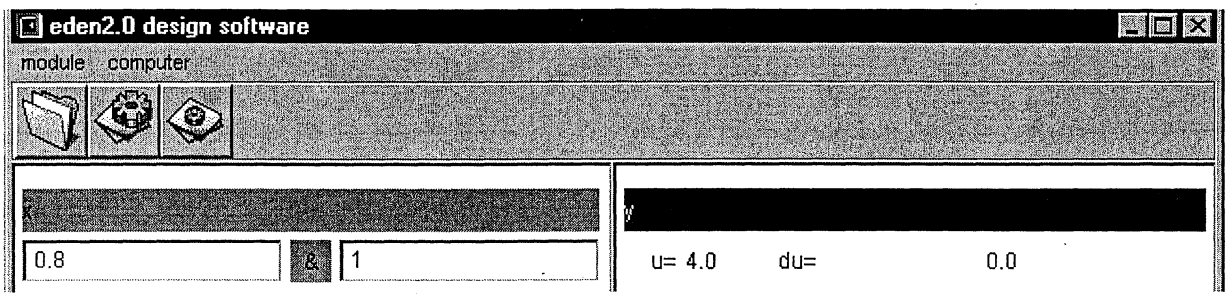


Figure 24 : Interface graphique de calcul de EDEN utilisant l'outil Stairs

9.3.2. Traitement des fonctions en escalier

Pour intégrer les fonctions en escalier dans une démarche d'optimisation avec un algorithme de type gradient, nous avons proposé une méthodologie basée sur les outils réalisés. Elle consiste à effectuer une première procédure d'optimisation en utilisant les outils INTERP et INTERP2D pour lisser la fonction escalier et prédéterminer le palier qui contient la solution (figure 25). Une fois que cela est déterminé, l'optimisation est affinée sur le palier sélectionné en utilisant l'outil STAIRS et en contraignant la variable de la fonction en escalier afin qu'elle soit sur ce palier. Si cette contrainte est retournée en butée, le palier le plus près de la valeur en butée est utilisé.

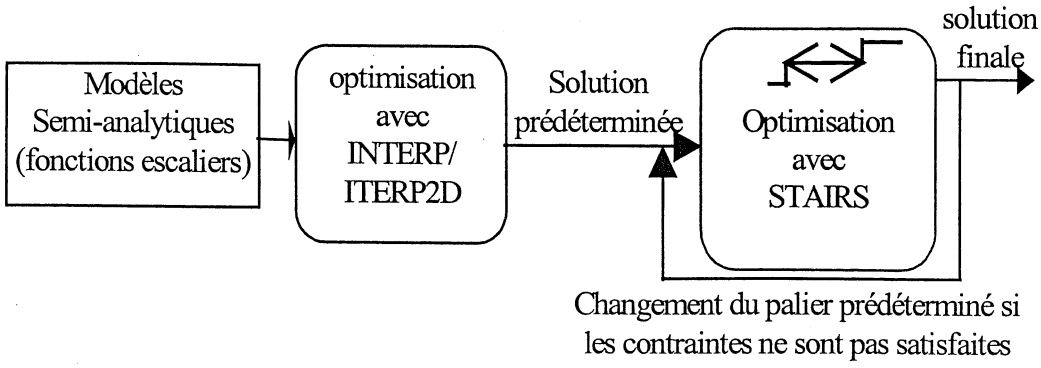


Figure 25 : Utilisation des outils développés dans une démarche d'optimisation

10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé des outils génériques pour aider le concepteur des convertisseurs statiques à effectuer des procédures d'optimisation tenant compte des différents aspects qui agissent sur le fonctionnement de ces convertisseurs (encombrement, absorption sinusoïdale, performances CEM, rendement). L'objectif est de répondre à ses besoins en lui offrant une souplesse pour traiter et intégrer ces modèles dans une démarche d'optimisation assurant un bon compromis entre la rapidité de calcul et la précision des résultats obtenus.

Afin de s'affranchir des discontinuités dues aux tableaux de données et aux abaques du constructeur, nous avons développé des outils d'interpolation en une et en deux dimensions. De même, pour traiter les fonctions qui varient sous forme d'escaliers, nous avons proposé un outil spécifique à ce genre de données. Le besoin de réutiliser ces outils nous a poussé à les automatiser et à les intégrer dans l'environnement d'optimisation EDEN.

Dans le prochain chapitre, nous allons exploiter ces outils génériques ainsi que les modèles précédemment développés pour optimiser le volume de la structure flyback caractérisée par un fonctionnement en double échelle de temps en respectant la contrainte CEM et en minimisant les pertes dissipées dans cette structure.

Chapitre 7

Optimisation de la structure Flyback

1. INTRODUCTION **153**

2. ENVIRONNEMENTS D'OPTIMISATION **153**

2.1 L'ENVIRONNEMENT MATHCAD 154
2.2 L'ENVIRONNEMENT EDEN 154

3. RÉSULTATS DE L'OPTIMISATION **157**

3.1 OPTIMISATION DU VOLUME SOUS CONTRAINTE CEM SANS PRISE EN COMPTE DES PERTES 157
3.1.1 Validation du modèle *157*
3.1.2 Optimisation sous EDEN et Mathcad *158*
3.2 OPTIMISATION DU VOLUME SOUS CONTRAINTE CEM AVEC PRISE EN COMPTE DES PERTES DANS LES SEMICONDUCTEURS 161
3.2.1 Validation du modèle *162*
3.2.2 Optimisation sous EDEN et Mathcad *162*
3.3 OPTIMISATION DU VOLUME SOUS CONTRAINTE CEM EN TENANT COMPTE DES PERTES DANS LES SEMICONDUCTEURS ET DES PERTES FER [LAROUCI 01/4] 165
3.3.1 Résultats de l'optimisation *165*
3.4 OPTIMISATION GÉNÉRALE [LAROUCI 02/3] 167
3.4.1 Résultats de l'optimisation *167*
3.4.2 Validation expérimentale *169*

4. ETUDE DE SENSIBILITÉ VIA L'OPTIMISATION **171**

5. COMPARAISON ENTRE LES DEUX LOGICIELS : EDEN ET MATHCAD **174**

6. CONCLUSION **175**

1. Introduction

Chaque démarche d'optimisation repose sur deux éléments essentiels. Le premier est la fonction objectif, décrite d'une manière appropriée en fonction des paramètres à optimiser. Le second est l'algorithme d'optimisation, qui va chercher le vecteur optimal des paramètres d'optimisation minimisant la fonction objectif.

Dans les cinq premiers chapitres, nous avons développé des modèles en vue du dimensionnement et de l'optimisation de la structure flyback en absorption sinusoïdale tenant compte des différents aspects qui intéressent le concepteur des convertisseurs statiques. Ces modèles nous ont permis de définir le volume total des éléments passifs comme une fonction objectif à minimiser. Par ailleurs, nous avons exploité ces modèles pour décrire des contraintes sur la CEM, sur les pertes dans les semiconducteurs et dans les éléments passifs et sur la thermique. L'objectif est de construire une démarche d'optimisation de la manière la plus générale possible, en aidant le concepteur à réaliser une structure ayant un encombrement minimal et compatible avec son environnement.

Pour bénéficier des avantages des algorithmes à base de gradients, nous avons montré, dans le chapitre précédent, qu'une adaptation des modèles semi-symboliques est nécessaire. Pour ce faire, nous avons développé des outils génériques d'aide à l'optimisation. Ces outils sont intégrés dans l'environnement EDEN pour faciliter le traitement des tableaux de données et des fonctions en escalier.

Dans ce dernier chapitre, nous allons exploiter les modèles et les outils développés précédemment pour effectuer une procédure d'optimisation de la structure flyback en mode PFC. Dans un premier temps, nous allons présenter deux environnements d'optimisation : Mathcad et EDEN. Une évaluation de la sensibilité des algorithmes de ces deux environnements aux valeurs initiales des paramètres d'entrée va nous guider dans le choix de l'environnement adéquat (le moins piégé par les minima locaux). Après, nous allons présenter et analyser différents résultats d'optimisation en fonction des contraintes imposées. Les résultas expérimentaux viennent valider cette démarche d'optimisation.

2. Environnements d'optimisation

Dans cette partie, nous présentons deux environnements dans lesquels nous allons intégrer les modèles précédemment développés pour optimiser la structure flyback : l'environnement Mathcad et l'environnement EDEN.

2.1 L'environnement Mathcad

A l'origine, Mathcad a été créé pour le calcul symbolique. Cependant, ses dernières versions [Mathcad] offrent la possibilité d'effectuer une démarche d'optimisation avec des modèles symboliques, semi-symboliques ou numériques. Ce logiciel propose trois algorithmes d'optimisation : Quasi-Newton, gradient conjugué et Levenberg-Marquardt. L'utilisation du logiciel Mathconnex en parallèle de Mathcad donne à la démarche d'optimisation un aspect bien structuré. En effet, le logiciel Mathconnex est considéré comme une interface graphique permettant de séparer les paramètres d'entrée, le corps de calcul (fichiers Mathcad) et les paramètres de sortie. Par ailleurs, il fait appel à des feuilles Excel pour mieux visualiser et analyser l'évolution des paramètres de sortie. La figure 1 montre un exemple d'un fichier Mathconnex.

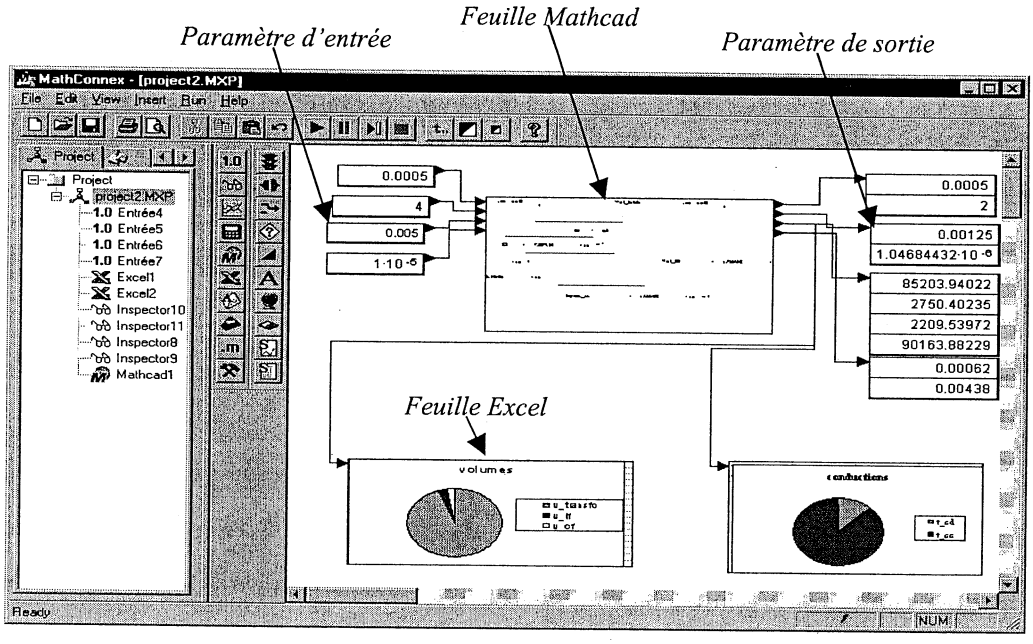


Figure 1 : Environnement d'optimisation Mathcad- Mathconnex

La feuille de calcul Mathcad contient le modèle à optimiser, la fonction objectif à minimiser et les contraintes à respecter. Les valeurs données aux paramètres d'entrée (paramètres de l'optimisation) déterminent le point de départ de l'optimisation. Les valeurs retournées par l'algorithme d'optimisation sont affichées comme des paramètres de sortie et tracées sur des feuilles Excel.

2.2 L'environnement Eden

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, l'environnement EDEN permet de générer à partir d'un modèle de dimensionnement (système d'équations) un composant de

calcul (le COB) utilisé pour effectuer une démarche d'optimisation. Dans ce cadre, EDEN propose la méthode des gradients via deux algorithmes: CFSQP [Lawrence 97] et VF13 [Chamberlain 82]. Par ailleurs, il offre trois modules pour l'utilisateur : un module de génération (module generation), un module de calcul (module computer), et un module de dimensionnement (module designer). Ces modules permettent l'implantation des modèles à optimiser, l'évaluation des paramètres de sortie à partir des paramètres d'entrée, ainsi que la gestion des différentes contraintes.

Dans la figure 2, nous présentons le module lié à la génération du composant de calcul.

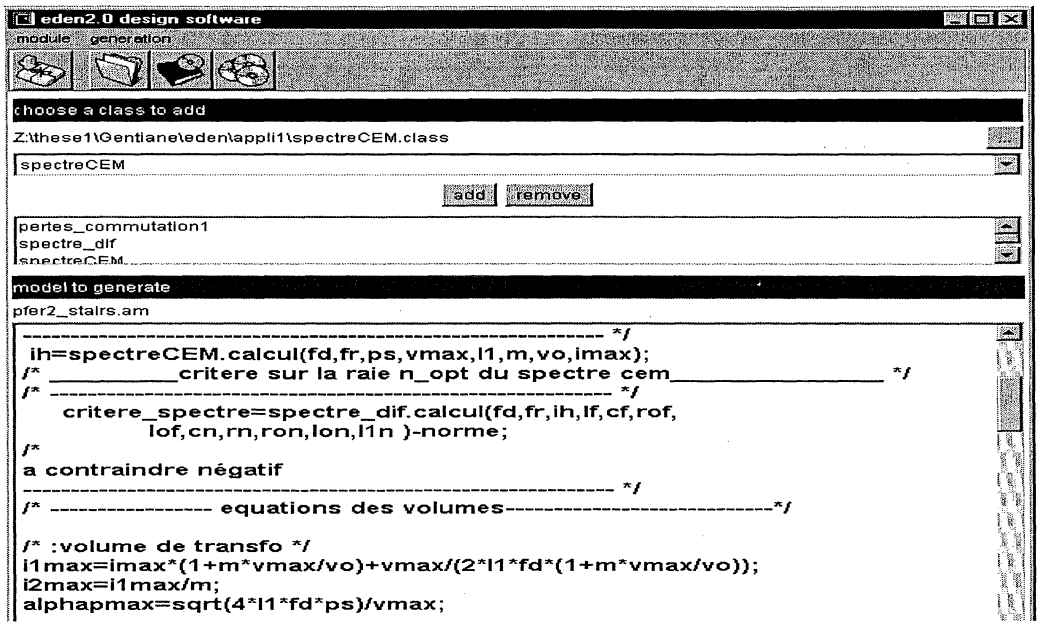


Figure 2 : Le module de génération du composant de calcul

Ce module permet d'introduire les modèles à optimiser (un fichier .am) et fait appel à des fonctions externes (classes Java), ces classes doivent fournir à la fois les fonctions et leurs différentielles.

Le traitement du modèle introduit dans ce module génère un composant de calcul (le COB) nécessaire pour réaliser une démarche d'optimisation.

La figure 3 présente le module de calcul d'EDEN qui offre la possibilité de connaître les paramètres de sortie et leurs différentielles une fois que les paramètres d'entrée sont connus. Ce module est intéressant dans le sens où il permet de vérifier l'évolution du modèle à optimiser en quelques points, avant d'entamer la démarche d'optimisation. Ainsi il offre une première étude de sensibilité. Par ailleurs, il permet de vérifier si le modèle est introduit sans

erreur, en comparant les résultats de calcul à ceux obtenus par un simple calcul avec Mathcad par exemple.

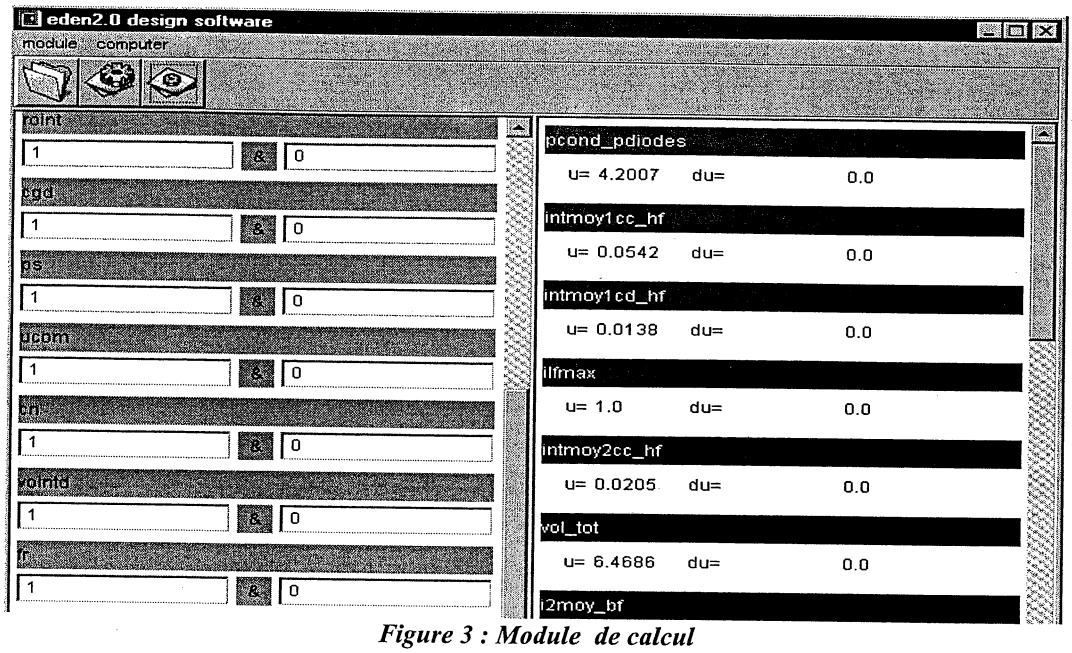


Figure 3 : Module de calcul

Le troisième module (figure 4) est lié à l'optimisation. Il permet de remplir un cahier des charges dans lequel l'utilisateur est appelé à définir, parmi les paramètres d'entrée, ceux qu'il souhaite fixer et ceux qu'il veut optimiser. Il doit définir également, parmi les paramètres de sortie, la fonction objectif et les paramètres à contraindre.

Par ailleurs, ce module permet l'ajustement des options de l'optimisation (précision de test de fin, précision sur les contraintes d'égalité…), le choix de l'algorithme d'optimisation, le lancement de l'optimisation et la génération du compte rendu.

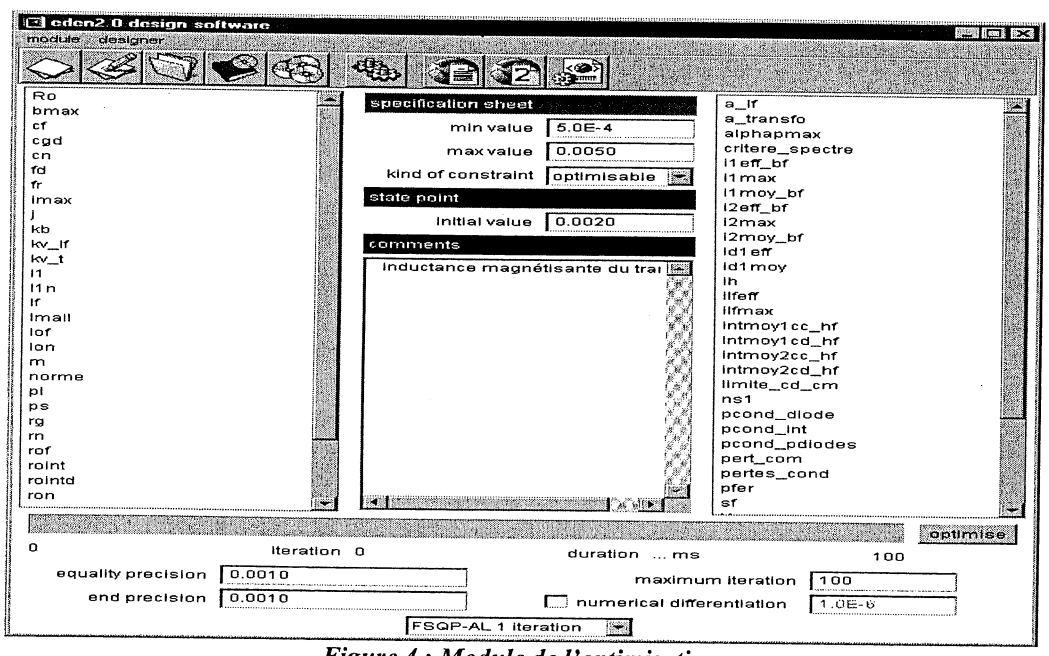


Figure 4 : Module de l'optimisation

3. Résultats de l'optimisation

Dans cette partie, nous présentons les résultats d'optimisation de la structure flyback en mode PFC utilisant la commande mixte présentée dans le premier chapitre. Comme nous l'avons dit précédemment, nous nous intéressons à l'encombrement, à l'aspect CEM afin de respecter les normes des perturbations hautes fréquences, et aux pertes pour maîtriser le rendement. Pour réaliser cette démarche d'optimisation, nous introduisons ces différents aspects d'une manière progressive. Ainsi, les points suivants seront présentés :

- optimisation du volume sous contrainte CEM sans tenir compte des pertes (paragraphe 3.1),
- optimisation du volume sous contrainte CEM avec prise en compte des pertes dans les semiconducteurs (paragraphe 3.2),
- optimisation du volume sous contrainte CEM en tenant compte des pertes dans les semiconducteurs et des pertes fer (paragraphe 3.3),
- optimisation générale (volume, CEM, pertes totales et thermique) (paragraphe 3.4).

3.1 Optimisation du volume sous contrainte CEM sans prise en compte des pertes

Avant d'entamer l'optimisation, nous avons vérifié les valeurs des différentes grandeurs (valeur de la $n^{ème}$ raie du spectre CEM, valeurs efficaces des courants *Ieff*, valeur du rapport cyclique en conduction discontinue α_{cd} ...) en un point donné par un simple calcul avec le logiciel EDEN. Cette étape permet de vérifier la cohérence des modèles, afin d'éviter toute erreur commise lors de la description et programmation des classes Java, ou lors de l'implantation de ces modèles dans le module de génération du composant de calcul.

3.1.1 Validation du modèle

Le tableau ci-dessous récapitule les valeurs calculées avec EDEN comparées à celles calculées analytiquement avec Mathcad pour les paramètres d'entrée suivants : $F_d = 80\ kHz$, $m = 0.5$, $L_1 = 2\ mH$, $L_f = 1\ mH$, $C_f = 0.2\ \mu F$.

	Calcul EDEN	*Calcul analytique*
t1(ms)	0.775	0.775
α_{cd}	0.550	0.550
I1eff(A)	0.428	0.428
I2eff(A)	1.473	1.473
1ere raie du spectre HF (dbμv)	89.506	89.506
Volume_transfo (cm³)	47.016	47.016
Volume_L_f (cm³)	2.326	2.326
Volume_C_f (cm³)	0.624	0.624
Volume_total (cm³)	49.966	49.967

Tableau 1 : Résultats de calcul

D'après ce tableau, nous constatons que les résultats de calcul obtenus avec EDEN sont pratiquement les mêmes que ceux issus du calcul analytique, ce qui montre que ces modèles sont introduits sans erreur.

3.1.2 Optimisation sous EDEN et Mathcad

Une fois que la cohérence des modèles est vérifiée, nous avons effectué l'optimisation sur Mathcad et EDEN. Dans un premier temps, nous avons introduit les modèles de volume et de bruit différentiel seulement. L'objectif est de minimiser le volume du filtre d'entrée et celui du transformateur, en respectant la norme haute fréquence relative aux ISM (EN 55011), classe A. La fréquence de découpage est fixée à 80 kHz, tandis que les paramètres d'entrée à optimiser sont l'inductance magnétisante L_1, le rapport de transformation m, l'inductance L_f et la capacité C_f du filtre d'entrée.

Dans le tableau suivant, nous comparons les résultats d'optimisation des deux logiciels EDEN et Mathcad. En plus des paramètres optimisés cités plus haut, nous nous intéressons à la durée de la conduction discontinue (*t_cd*) et à celle de la conduction continue (*t_cc*). Ces durées vont déterminer le type de la conduction dominante. Dans ce premier cas où nous ne contraignons pas les valeurs maximales et efficaces en courant (les pertes), nous nous attendons, d'après le chapitre 1, à ce que la durée de la conduction discontinue soit la plus importante. Par ailleurs, nous nous intéressons aux contraintes en courant et en tension sur les semiconducteurs ainsi qu'à la fréquence de coupure.

	Résultats d'optimisation avec EDEN	*Résultats d'optimisation avec Mathcad*
L_1*(mH)*	1.323	1.325
m	0.2	0.2
L_f*(mH)*	0.678	0.725
C_f*(µF)*	0.751	0.788
Volume_transfo (cm^3)	21.867	21.869
*Volume_*L_f (cm^3)	1.739	1.828
*Volume_*C_f (cm^3)	1.656	1.726
Volume_total (cm^3)	25.264	25.424
t_cd(ms)	3.646	3.637
t_cc(ms)	1.354	1.363
V1max(V)	565	565
V2max(V)	113	113
I1max(A)	1.37	1.376
I2max(A)	6.88	6.882
Fc(kHz)	7	7

Tableau 2 : Résultats d'optimisation

Nous constatons que les deux algorithmes indiquent, pratiquement, les mêmes résultats d'optimisation. Nous remarquons que le volume de transformateur représente la part la plus importante du volume total. Par ailleurs, la durée de la conduction discontinue (*t_cd*) est presque trois fois celle de la conduction continue (*t_cc*), ainsi nous retrouvons ce que nous avions prévu. En effet, comme nous l'avons vu au premier chapitre, à l'inverse de la conduction continue, la conduction discontinue est caractérisée par un volume du circuit magnétique faible mais par des contraintes en courant plus importantes. Du fait que nous avons contraint seulement le volume, sans contraindre les valeurs maximales et efficaces des courants, l'algorithme indique que la conduction discontinue domine devant la conduction continue.

Pour valider ces résultats, nous les avons vérifiés analytiquement à l'aide d'un document de calcul Mathcad. Nous nous intéressons en particulier au spectre CEM, à l'allure du rapport cyclique, aux volumes des composants passifs, aux valeurs maximales de la

tension aux bornes de l'interrupteur et aux bornes de la diode, à la fréquence de coupure $Fc = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}}$ et aux valeurs maximales des courants primaire et secondaire.

La vérification des contraintes sur les semiconducteurs nous guide dans le choix de l'interrupteur et de la diode qui les supportent. Ces contraintes sont principalement contrôlées par le rapport de transformation, ce qui donne une idée sur l'intervalle de variation de *m*. En revanche, nous vérifions la fréquence de coupure (déduite des valeurs de *Lf* et *Cf* du filtre d'entrée retournées par l'optimisation) afin de contrôler le filtrage basse fréquence (laisser passer le 50 Hz et filtrer les harmoniques dus au découpage).

Dans ce cas, la fréquence de coupure est 11 fois inférieure à la fréquence de fonctionnement, ce qui facilite le filtrage des harmoniques dus au découpage. Par ailleurs, les valeurs des contraintes maximales en tension et en courant sur les semiconducteurs donne la possibilité de choisir, par exemple, l'interrupteur SW2NA60 (2 A, 600 V) et la diode BYT08P200 (8 A, 200 V).

Les figures 5 et 6 présentent l'allure du bruit différentiel comparée à la norme haute fréquence en vigueur et les variations du rapport cyclique.

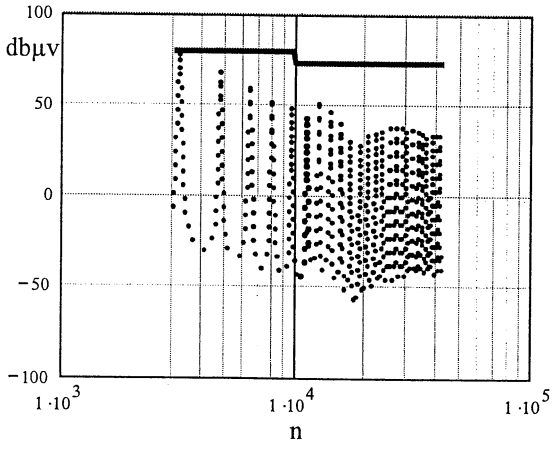


Figure 5 : Le bruit différentiel

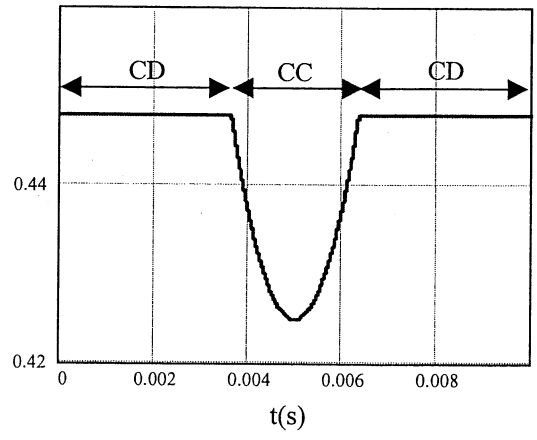


Figure 6 : Le rapport cyclique

Nous constatons que la contrainte CEM est respectée et que la durée de la conduction discontinue est plus importante que celle de la conduction continue.

Dans un deuxième temps, nous avons introduit la fréquence de découpage comme un paramètre d'optimisation variable entre *50 kHz* et *150 kHz*.

Le tableau ci-dessous récapitule les résultats obtenus.

	Résultats d'optimisation avec EDEN	*Résultats d'optimisation avec Mathcad*
L_1*(mH)*	1.395	1.398
m	0.1	0.1
F_d*(kHz)*	150	150
L_f*(mH)*	0.952	0.99
C_f*(µF)*	0.959	0.923
Volume_transfo (cm3)	13.598	13.6
*Volume_*L_f *(cm3)*	2.243	2.31
*Volume_*C_f *(cm3)*	2.046	1.98
Volume_total (cm3)	17.888	17.89
t_cd(ms)	3.354	3.338
t_cc(ms)	1.646	1.662
V1max(V)	805	805
V2max(V)	80.5	80.5
I1max(A)	0.98	0.99
I2max(A)	9.8	9.9
Fc(kHz)	5.2	5.26

Tableau 3 : Résultats d'optimisation

Notons que pour les deux logiciels, l'algorithme d'optimisation retourne la valeur F_d*=150 kHz*, c'est-à-dire que la fréquence est en butée maximale pour minimiser le volume. Cela confirme que ce dernier diminue lorsque la fréquence augmente, tout en libérant les contraintes sur les valeurs maximales et efficaces en courant.

3.2 Optimisation du volume sous contrainte CEM avec prise en compte des pertes dans les semiconducteurs

Après avoir optimisé le volume du filtre d'entrée et du transformateur sous la contrainte CEM, nous allons effectuer une optimisation plus générale de la structure flyback. Pour ce faire, nous allons ajouter, aux modèles introduits précédemment, les modèles des pertes par conduction et par commutation dans les semiconducteurs. L'objectif est d'optimiser le volume total des éléments passifs en respectant la contrainte CEM, et en minimisant les

pertes dans les semiconducteurs. Autrement dit, cela revient à chercher un compromis entre le volume et les pertes en respectant les normes haute fréquence en vigueur.

3.2.1 Validation du modèle

D'une manière identique à la première étape d'optimisation, nous allons d'abord vérifier la cohérence du modèle des pertes (c'est à dire faire un simple calcul avec EDEN).

Le tableau ci-dessous présente une comparaison entre les valeurs des pertes dans les semiconducteurs calculées avec EDEN, et celles calculées analytiquement avec les paramètres suivants : $F_d = 80\ kHz$, $m = 0.5$, $L_1 = 2\ mH$, $L_f = 1\ mH$, $C_f = 0.2\ \mu F$.

	Calcul EDEN	***Calcul analytique***
Pcond(W)	1.798	1.798
Pcom(W)	2.550	2.550
Ptot(W)	4.348	4.348

Tableau 4 : Résultats de calcul des pertes dans les semiconducteurs

D'après cette comparaison, nous constatons que ce modèle des pertes est introduit sans erreur, ce qui permet de poursuivre l'optimisation en tenant compte des pertes dans les semiconducteurs.

3.2.2 Optimisation sous EDEN et Mathcad

Dans un premier temps, nous avons fixé la fréquence de découpage *Fd* à *80 kHz*. Nous cherchons à minimiser le volume en respectant la contrainte du spectre différentiel et en contraignant les pertes par conduction entre *0.5 W* et *1.8 W* et les pertes par commutation entre *0.5 W* et *1.65 W*.

Les résultats d'optimisation obtenus sont présentés dans le tableau suivant :

	Résultats d'optimisation avec EDEN	***Résultats d'optimisation avec Mathcad***
$L_1(mH)$	2	2
m	0.387	0.388
$L_f(mH)$	0.662	0.708
$C_f(\mu F)$	0.738	0.775
Volume_transfo (cm^3)	39.257	37.74
Volume_ L_f ***(cm)***	1.707	1.797
Volume_ C_f ***(cm)***	1.631	1.701

Volume_total (cm)	42.596	41.24
Pertes cond(W)	1.757	1.733
Pertes comm(W)	1.649	1.65
Pertes totales(W)	3.406	3.383
t_cd(ms)	1	1.006
t_cc(ms)	4	3.994
V1max(V)	449	449
V2max(V)	174	174
I1max(A)	1.394	1.396
I2max(A)	3.603	3.59
Fc(kHz)	7.2	6.8

Tableau 5 : Résultats d'optimisation

Nous remarquons que les contraintes des pertes sont respectées, et que la valeur maximale du courant secondaire I2max (courant dans la diode) est deux fois plus faible que celle obtenue dans la première étape d'optimisation (sans contraindre les pertes). En revanche, le volume est pratiquement deux fois plus grand. Cela confirme la relation inverse entre les contraintes en courant dans les semiconducteurs et le volume des éléments passifs. Ainsi, l'optimum varie selon le besoin du concepteur : il peut favoriser le volume sur les pertes et à ce moment il va avantager la conduction discontinue sur la conduction continue. De même, il peut choisir essentiellement de diminuer les pertes et dans ce cas la conduction continue domine devant la conduction discontinue. Cependant, il peut faire un compromis entre le volume et les pertes et par conséquent, il choisit un fonctionnement équilibré entre la conduction discontinue et la conduction continue.

Pour valider ces résultats, nous allons vérifier la contrainte CEM, les contraintes maximales des courants et des tensions ainsi que la valeur de la fréquence de coupure.

D'après les figures 7 et 8 ci-dessous, nous constatons que la contrainte CEM est respectée et que la conduction continue domine devant la conduction discontinue.

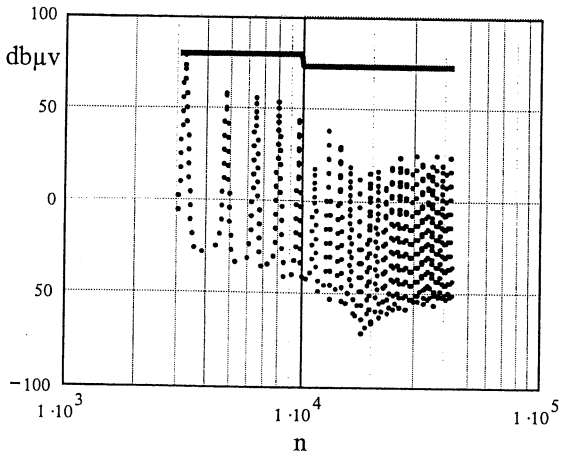


Figure 7 : Le bruit différentiel

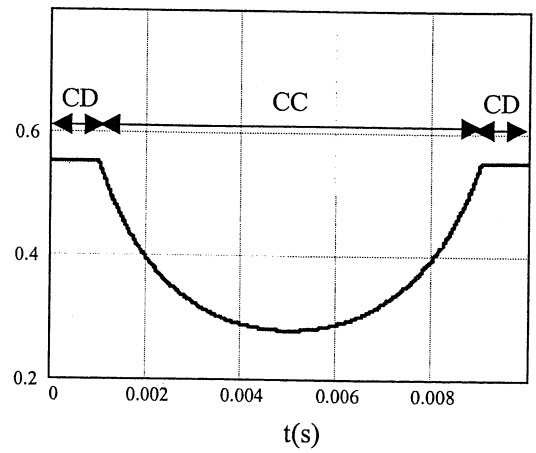


Figure 8 : Le rapport cyclique

Dans un deuxième temps, nous cherchons à optimiser la fréquence de découpage. En effet, le choix de cette fréquence est très important, car elle est l'élément principal dans la détermination de la décomposition spectrale du spectre basse fréquence et CEM ainsi que les pertes dans la structure. Du point de vue perturbation basse fréquence, une fréquence de découpage élevée convient mieux, car elle permet de décaler les harmoniques vers les hautes fréquences, ce qui facilite le filtrage. En revanche, cela amène à une augmentation des pertes par commutation dans les semiconducteurs et des pertes dans les éléments bobinés. D'où l'intérêt de chercher la fréquence optimale pour laquelle le volume est minimal et les pertes acceptables, tout en tenant compte de la norme haute fréquence en vigueur.

Le tableau ci-dessous présente les résultats d'optimisation obtenus avec EDEN et Mathcad.

	Résultats d'optimisation avec EDEN	***Résultats d'optimisation avec Mathcad***
L_1(mH)	1.16	1.265
m	0.338	0.316
F_d(kHz)	59.550	59
L_f(mH)	0.444	0.472
C_f(µF)	0.576	0.588
Volume_transfo (cm^3)	28.752	28.52
Volume_L_f (cm^3)	0.807	1.326
Volume_C_f (cm^3)	0.955	1.351
Volume_total (cm^3)	30.514	31.2
Pertes cond(W)	1.748	1.74

Pertes comm(W)	1.599	1.6
Pertes totales(W)	3.347	3.34
t_cd(ms)	2.799	2.83
t_cc(ms)	2.201	2.17
V1max(V)	476	477
V2max(V)	158	151
I1max(A)	1.7	1.66
I2max(A)	5.1	5.2
Fc(kHz)	9.9	9.5

Tableau 7 : Résultats d'optimisation

Afin de respecter la contrainte des pertes et minimiser le volume, les deux algorithmes indiquent une fréquence de découpage optimale autour de *59 kHz*.

3.3 Optimisation du volume sous contrainte CEM en tenant compte des pertes dans les semiconducteurs et des pertes fer [Larouci 01/4]

3.3.1 Résultats de l'optimisation

Dans cette partie, nous allons rajouter aux pertes dans les semiconducteurs, les pertes fer dissipées dans le transformateur et dans l'inductance du filtre d'entrée. Le modèle des pertes fer développé dans le chapitre 3 permet d'intégrer ces pertes dans une procédure d'optimisation afin de les minimiser.

Jusque à présent, nous avions considéré que le coefficient de bobinage était constant. Cependant, il varie sous forme d'escaliers, comme le montre le chapitre 2. Par ailleurs, le calcul des pertes fer dépend de la section effective du noyau magnétique, qui elle aussi varie en escaliers. Pour tenir compte de ces variations dans la procédure d'optimisation, les outils génériques développés dans le chapitre 5 sont utilisés.

Nous avons effectué l'optimisation à l'aide du logiciel EDEN. L'objectif est de respecter la contrainte CEM, optimiser le volume des éléments passifs et minimiser les pertes par conduction et par commutation dans les semiconducteurs, ainsi que les pertes fer dans le transformateur et dans l'inductance du filtre d'entrée.

La figure 9 présente les variations du volume optimal (le minimum de la fonction objectif) en fonction de la fréquence de découpage pour différentes valeurs des pertes maximales (Pmax) autorisées à être dissipées dans la structure.

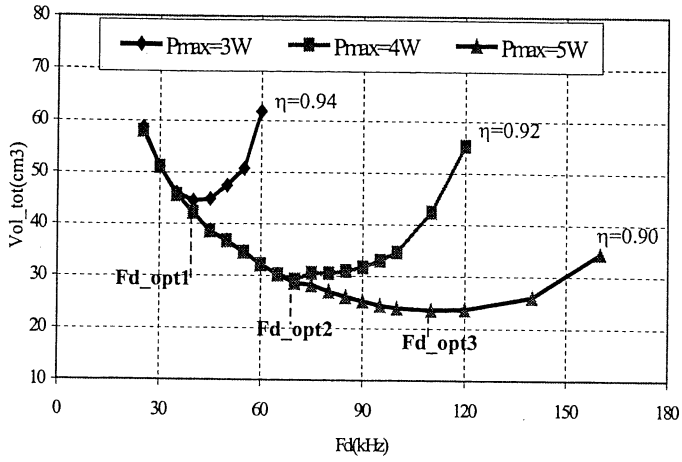


Figure 9 : Volume minimal en fonction de Fd et de Pmax

Dans cette figure, chaque point est un optimum. Autrement dit, à fréquence F_d et pertes maximales données, le volume correspondant est l'optimum de la fonction objectif retourné par une procédure d'optimisation.

D'après cette figure, nous constatons que la fréquence optimale (pour laquelle le volume est minimal) augmente lorsque la contrainte sur les pertes est relâchée (autorisation de dissiper des pertes plus importantes). Par ailleurs, le volume optimal dépend à la fois de la fréquence de fonctionnement et des pertes admises à être dissipées dans la structure.

La figure 10 montre les résultats de l'optimisation concernant la durée de la conductions discontinue par rapport à une période basse fréquence (10 ms) en fonction de la fréquence de découpage et de la valeur maximale des pertes.

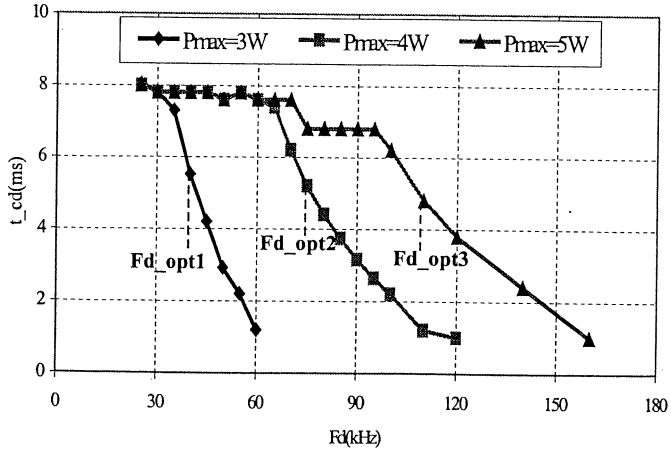


Figure 10 : Durée de la conduction discontinue en fonction de Fd et de Pmax

Comme nous pouvons le remarquer, à Pmax donnée, la durée de la conduction discontinue diminue lorsque la fréquence de découpage augmente. Cependant, l'optimum de

la fonction objectif correspond à un fonctionnement équilibré entre les deux conductions discontinue et continue. Cela confirme l'intérêt du fonctionnement en mode mixte.

Le tableau suivant récapitule les résultats de l'optimisation correspondant à la première valeur optimale de la fréquence de découpage Fd_opt1 = 40 kHz. Dans ce cas, les pertes dissipées dans la structure (pertes dans les semiconducteurs plus pertes fer dans le transformateur et l'inductance du filtre d'entrée) ne doivent pas dépasser 3 W (Pmax = 3 W).

Paramètres	Résultats de l'optimisation
$L_1(mH)$	1.75
$F_d(kHz)$	40
m	0.34
$L_f(mH)$	0.4
$C_f(\mu F)$	0.56
Volume total (cm^3)	44
Pertes totales (W)	2.99

Tableau 8 : Résultats d'optimisation

3.4 Optimisation générale [Larouci 02/3]

Dans ce paragraphe, nous présentons les résultats d'optimisation globale de la structure flyback en tenant compte de l'aspect CEM, de l'aspect pertes (pertes dans les semiconducteurs, pertes fer et pertes cuivre dans les composants bobinés et pertes dans les condensateurs) ainsi que l'aspect thermique. L'objectif est de minimiser le volume total en respectant la norme CEM ISM 55011 classe A, en minimisant les pertes et en contraignant la température de jonction des semiconducteurs afin qu'elle soit inférieure à 120 °C et les températures du bobinage et du circuit magnétique afin qu'elles soient inférieures à un seuil maximal (65 °C dans notre cas).

3.4.1 Résultats de l'optimisation

La figure 11 présente les variations de la solution optimale de la fonction objectif (volume total) et celles de la valeur minimale des pertes dissipées dans la structure en fonction de la fréquence de découpage.

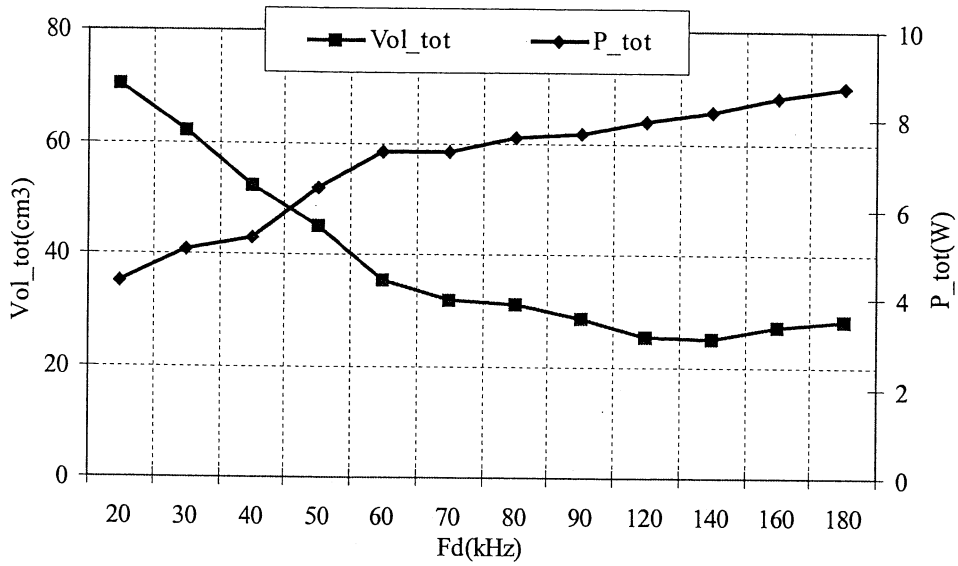


Figure 11 : Variations de la fonction objectif et des pertes

La figure 12 ci-dessous présente les variations de la température de jonction de l'interrupteur et de la résistance thermique du radiateur en fonction de la fréquence de découpage.

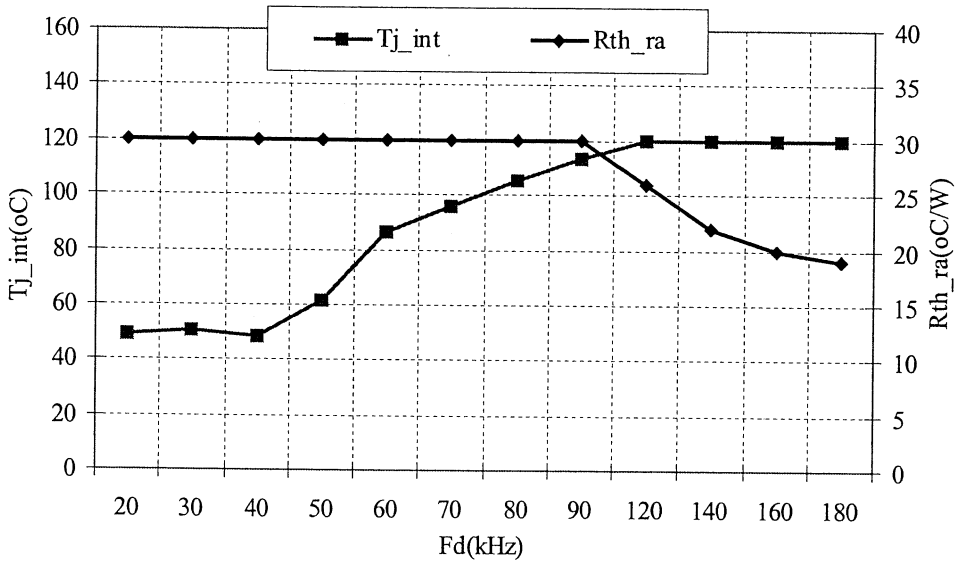


Figure 12 : Variations de la température de jonction et de la résistance thermique du radiateur

Nous remarquons que lorsque la température de jonction est inférieure à son seuil maximal (imposé à 120 °C dans cette étape d'optimisation), la résistance thermique prend une valeur maximale afin de minimiser le volume du radiateur. Cependant, lorsque la température de jonction atteint sa valeur maximale, la valeur de la résistance thermique doit diminuer afin de respecter la contrainte sur la température de jonction.

Les figures 13 et 14 montrent les répartitions des volumes et des pertes correspondantes au point $F_d = 40$ kHz.

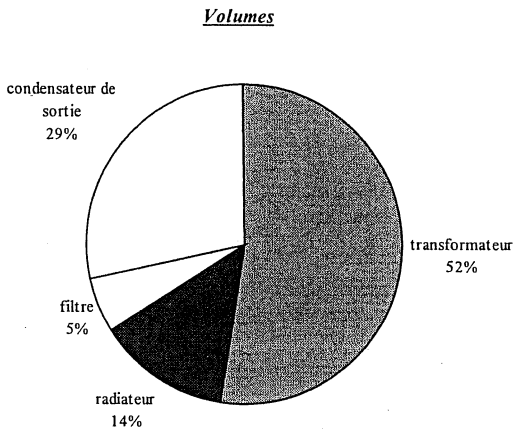


Figure 13 : Répartition des volumes

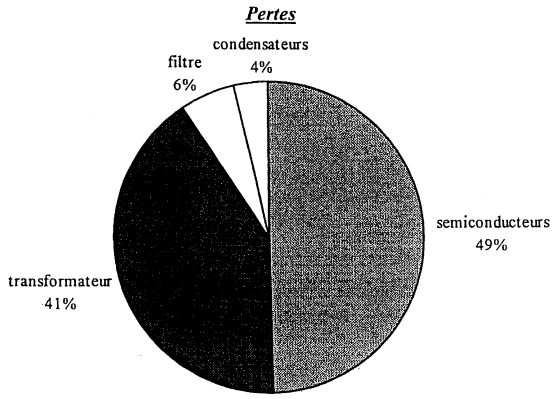


Figure 14 : Répartition des pertes

Nous remarquons que le volume du transformateur représente la part la plus importante du volume total. Cependant, les pertes les plus significatives sont dissipées dans les semiconducteurs et dans le transformateur.

3.4.2 Validation expérimentale

Pour valider cette étape d'optimisation, nous avons réalisé la structure flyback (figure 15) avec les paramètres optimisés correspondant au point suivant :

$F_d = 40$ kHz, $L_1 = 1.27$ mH, $m = 0.39$, $L_f = 0.57$ mH, $C_f = 0.47\mu F$.

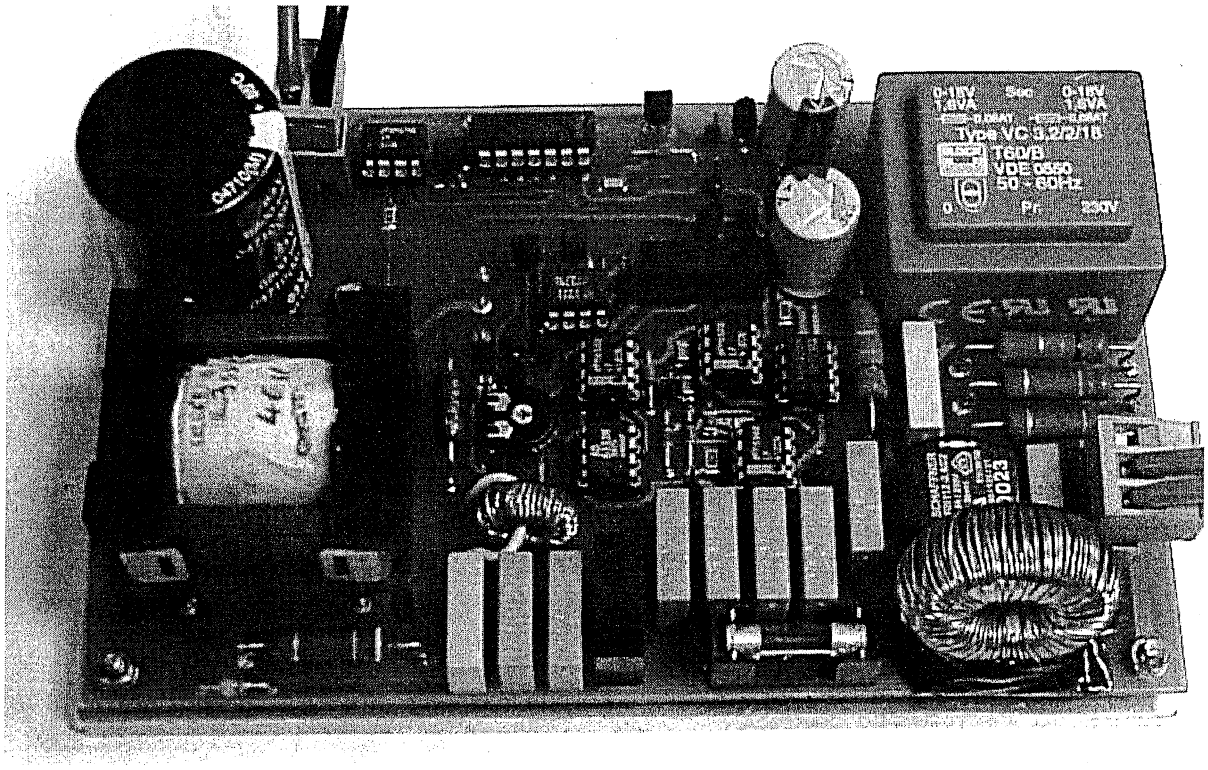


Figure 15 : La maquette optimisée

La figure 16 présente le spectre différentiel mesuré, comparé à la norme en considération. D'après cette figure, nous constatons que la contrainte CEM est respectée. Notons que l'augmentation de la valeur du spectre à partir de 1 MHz, est peut être liée au mode commun qui n'est pas pris en compte dans l'optimisation.

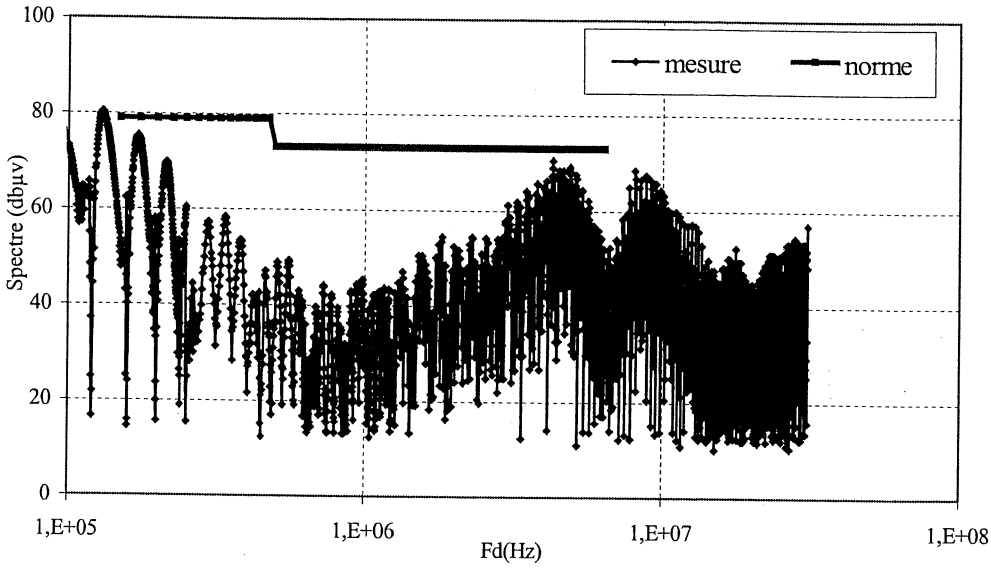


Figure 16 : Spectre différentiel après l'optimisation

La figure 17 présente le courant d'entrée relevé dans ce cas. Nous remarquons qu'il est sinusoïdal en phase avec la tension d'alimentation. Ainsi, l'absorption sinusoïdale est assurée.

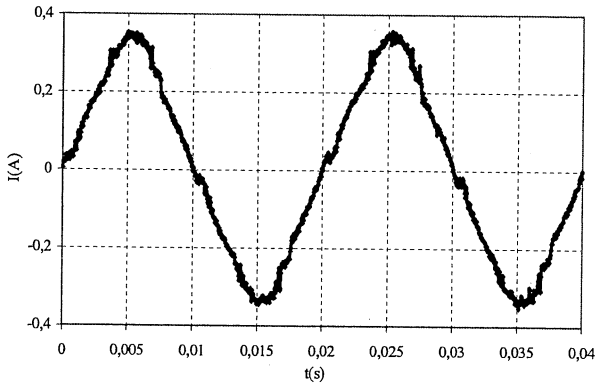


Figure 17 : Courant d'entrée après l'optimisation

Le tableau suivant récapitule les principaux résultats de mesure comparés aux résultats de l'optimisation.

	Résultats de mesure	*Résultats de l'optimisation*
Pertes totales (W)	6.5	5.35
rendement	0.87	0.9
Volume du transformateur plus celui du filtre d'entrée (cm^3)	50	42
T_j interrupteur (^oC)	55	43
T_j diode (^oC)	70	61
Température du bobinage (^oC)	78	63
Température du circuit magnétique (^oC)	74	62

Tableau 9 : Résultats de mesure et de l'optimisation globale

Nous déduisons que l'erreur relative sur les pertes est 18 %. Etant donné que l'approche de modélisation est assez simpliste pour certains composants (semiconducteurs, condensateurs), il apparaît normal que les résultats expérimentaux présentent un rendement moins bon, d'autant plus que les pertes des circuits auxiliaires (circuit écrêteur, pertes joules dans le circuit imprimé) ne sont pas prises en compte.

Du point de vue fonction objectif, l'écart relatif entre le volume du transformateur plus celui du filtre d'entrée obtenu par optimisation et évalué à partir de la maquette réalisée est de 16 %. Notons que nous n'avons pas pris en compte le volume du refroidisseur dans cette comparaison car le radiateur utilisé dans la maquette n'est pas celui optimisé.

Par ailleurs, l'erreur maximale sur les températures est 25 %. Cela est dû aux difficultés de mesure de la température de jonction des semiconducteurs et d'évaluer, d'une manière précise, les surfaces d'échange thermique. Cependant, les résultats obtenus sont très encourageants dans le sens où elles montrent l'intérêt de la modélisation analytique pour réaliser une démarche d'optimisation générale plus complexe.

4. Etude de sensibilité via l'optimisation

Les algorithmes d'optimisation utilisés sont sensibles à la fois au point de départ et aux contraintes affectées sur les différents paramètres. Ainsi, bien que physiquement correcte, l'évolution des solutions peut être difficile à interpréter.

Dans cette partie, nous allons étudier la sensibilité de la fonction objectif aux principaux paramètres et contraintes de l'optimisation. Nous allons nous intéresser en particulier à l'influence sur l'optimisation:

- de la norme CEM à respecter,
- des variations de la puissance de sortie P_o et de la tension d'entrée Veff,
- de la résistance Roint de l'interrupteur à l'état passant,
- des pertes joules et des pertes fer,
- des résistances thermiques du modèle de transformateur.

Dans le tableau ci-dessous, nous présentons les résultats obtenus autour du point initial correspondant à la fréquence F_d = 40 kHz :

		Volume_tot(cm³)	*Pertes_tot (W)*
Norme CEM à respecter ISM 55011	***Classe A***	52.1	5.35
	Classe B	60	5.35
Puissance de sortie P_o	***P_o = 50 W***	52.1	5.35
	90% P_o	46.2	5.2
Tension d'entrée Veff	***Veff = 230 V***	52.1	5.35
	110% Veff	48	5.6
Résistance Roint de l'interrupteur à l'état passant	***Roint = 0.5 Ω***	52.1	5.35
	4Roint	48	5.6

Tableau 10 : Etude de sensibilités (CEM, puissance de sortie, tension d'entrée, résistance dynamique)

Nous remarquons que :

- le passage de la classe A à la classe B de la normes CEM ISM 55011, a induit une augmentation de 15 % du volume total en gardant la même valeur des pertes dissipées. Pour ce point de fonctionnement, la contrainte CEM est passée de 79 dbμV à 66 dbμV (variation de 16.5 %).
- la variation de 10 % de la puissance délivrée par le convertisseur a induit une variation de 11 % sur la valeur de la fonction objectif.
- l'augmentation de 10 % de la tension d'entrée a engendré une réduction de 8 % du volume et une augmentation de 5 % des pertes.
- la variation de 300 % de la résistance de l'interrupteur a induit une réduction de 8% du volume et une augmentation de 5 % des pertes totales.

Nous constatons que la fonction objectif est plus sensible à la contrainte CEM, aux variations de la puissance de sortie et de la tension d'entrée qu'aux variations de la résistance de l'interrupteur. Cette résistance intervient dans le calcul des pertes par conduction dans l'interrupteur qui représentent, dans ce cas, 6 % des pertes par conduction totales.

De même, l'étude de sensibilité de la fonction objectif aux pertes dans les éléments bobinés et aux résistances thermiques du modèle de transformateur nous a permis d'aboutir aux résultats présentés dans le tableau 11.

		Volume_tot (cm^3)	*Pertes_tot* (*W*)	T_b (°C)	T_f (°C)
Pertes joules Pj	***Pj = f(Fd,m,...)***	52.1	5.35	63	62
	Pj =2 f(Fd,m...)	64	8	102	100
Pertes fers Pf	***Pf = g(Fd,m...)***	52.1	5.35	63	62
	Pf =2 g(Fd,m...)	48	5.9	68	67
Résistances thermiques du modèle des éléments bobinés	R_{th_fa}, R_{th_ba} , R_{th_fb}	52.1	5.35	63	62
	$2R_{th_fa}$, R_{th_ba} , R_{th_fb}	48	5.9	78	77
	R_{th_fa}, $2R_{th_ba}$, R_{th_fb}	48	5.9	105	104
	R_{th_fa}, R_{th_ba} , $2R_{th_fb}$	48	5.9	73	72

Tableau 11 : Etude de sensibilités (pertes cuivre, pertes fer, résistances thermiques)

D'après ce tableau, nous remarquons que :

- l'augmentation de 100 % des pertes joules conduit à une augmentation de 23 % de volume, 50 % des pertes totales et 65 % des températures du circuit magnétique T_f et du bobinage T_b.
- la variation de 100 % des pertes fer a amené à des augmentations de 10 % des pertes totales et de 8 % des températures. Ce qui montre que les pertes fer sont moins déterminantes que les pertes joules.
- des variations de 100 % des résistances thermiques ont engendré des augmentations des températures T_b et T_f dont l'augmentation la plus significative (67 %) est due à la variation de la résistance thermique entre le bobinage et l'air R_{th_ba}.

Notons que la tentation a été grande de conduire très rapidement cette étude de sensibilité qui permet d'aller au delà des résultats bruts fournis par l'algorithme d'optimisation. C'est pour quoi nous avons conduit cette étude sommaire qui soulève certaines questions.

En effet, l'augmentation des pertes dans les différents éléments peut conduire à une faible diminution du volume total du convertisseur. Cependant, les pertes totales ont augmenté et les températures aussi. L'explication de ces résultats n'est pas aussi simple pour plusieurs raisons :

- Il suffit que le convertisseur fonctionne un peu plus en conduction discontinue pour que le volume diminue et les pertes ainsi que les températures augmentent.
- 52.1 cm^3 est donné comme optimum mais nous ne sommes pas absolument sûr qu'il n' y ait pas un point un peu meilleur.
- Le passage de 52.1 cm^3 à 48 cm^3 reste quand même peu significatif.

Il aurait fallu contraindre certains paramètres à rester identiques (pertes, températures) mais quelques problèmes de convergence, liés à la présence de nombreuses discontinuités dans les modèles, sont apparus, les fonctions en escalier montrent donc leur limite. Ceci nous poussera dans le futur à accomplir un effort conséquent concernant la prise en compte des modèles et des paramètres discrets.

Par ailleurs, une analyse de sensibilité en utilisant directement les différentielles sans passer par l'optimisation sera envisagée dans le futur en complément de cette étude. Ceci permettra, autour d'un optimum, d'évaluer la sensibilité d'une solution par rapport à l'évolution d'un paramètres d'entrée, donc de mieux orienter l'étude de sensibilité.

5. Comparaison entre les deux logiciels : EDEN et Mathcad

Du point de vue traitement et intégration du modèle à optimiser, le logiciel Mathcad offre une souplesse concernant les tableaux de données et les abaques du constructeur et n'exige pas de fournir les dérivées des fonctions. Les modèles sont donc introduits tels qu'ils sont, et c'est à l'outil de gérer les discontinuités des fonctions et des paramètres. Cependant, pour un modèle plus complexe contenant plusieurs discontinuités, la convergence des algorithmes de Mathcad devient très lente, voire impossible.

Pour ce qui est du logiciel EDEN, il est essentiellement conçu pour l'optimisation. Il est très simple à utiliser lorsque il s'agit d'un modèle purement symbolique. En revanche, des connaissances en langage Java sont nécessaires pour décrire les classes des modèles semi-symboliques ou numériques. Dans ce cas, il faut fournir à la fois les fonctions et leurs différentielles. Par ailleurs, EDEN propose une différentiation numérique si l'utilisateur le souhaite. Cependant, les outils génériques développés dans le chapitre 6 sont intégrés dans EDEN et facilitent considérablement le traitement d'une grande part des modèles semi-symboliques. Cela permet de bénéficier d'une simplicité d'utilisation et d'une bonne rapidité de convergence.

Du point de vue précision de convergence et pour tester la robustesse des algorithmes implantés dans EDEN et Mathcad, nous avons lancé l'optimisation à partir des points initiaux différents.

Les figures 18 et 19 montrent la sensibilité de la fonction objectif (volume total) aux conditions initiales du rapport de transformation (m) et de l'inductance primaire (L_1).

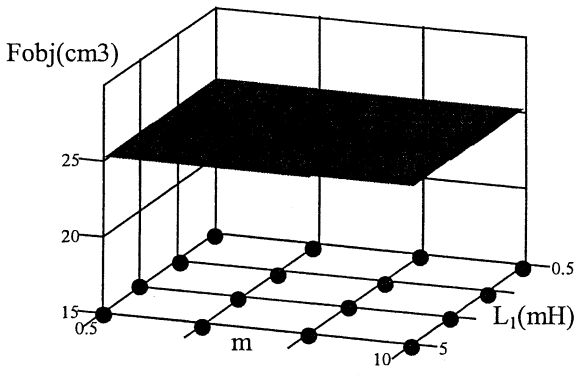


Figure 18 : Sensibilité de la fonction objectif de EDEN aux conditions initiales (● points calculés)

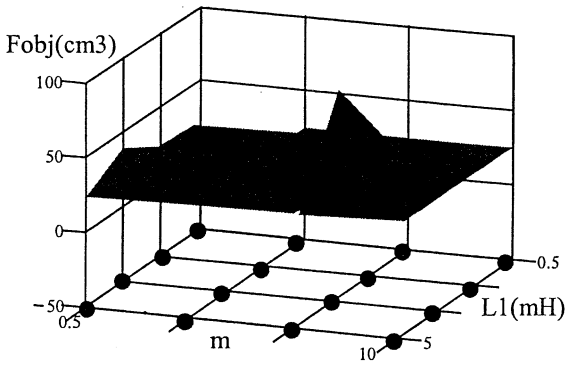


Figure 19 : Sensibilité de la fonction objectif de Mathcad aux conditions initiales (● points calculés)

Nous constatons que quelles que soient les conditions initiales, l'algorithme de EDEN converge vers le même point. En revanche, la valeur de la fonction objectif de Mathcad est plus sensible aux conditions initiales.

6. Conclusion

La démarche d'optimisation présentée dans ce chapitre nous a permis d'optimiser le volume total de la structure flyback en respectant la contrainte CEM, en minimisant les pertes

dans les semiconducteurs et les pertes dans les éléments passifs en contraignant l'état d'échauffement des semiconducteurs et des composants bobinés.

Nous avons montré que le volume optimal dépend à la fois de la fréquence de fonctionnement et des contraintes imposées, notamment des pertes autorisées à être dissipées dans la structure. Cet optimum correspond à un fonctionnement équilibré entre la conduction discontinue et la conduction continue. Les résultats de mesures ont permis de valider cette démarche d'optimisation.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés dans ce rapport nous ont permis d'effectuer un premier pas vers une méthodologie de conception des convertisseurs statiques basée sur une démarche d'optimisation globale. Cette démarche tient compte des aspects commande et absorption sinusoïdale (double échelle de temps), volumes (encombrement), pertes dans les éléments actifs et passifs ainsi que des performances CEM et thermiques. L'objectif était de dimensionner une structure avec un volume minimal et respectant les normes CEM. L'intérêt d'une telle démarche est lié au fait qu'elle s'appuie sur des modèles perfectibles et interchangeables, et sur des algorithmes adéquats facilement utilisables dans des outils dédiés à la conception.

A travers le convertisseur flyback, choisi comme un support significatif d'étude, nous avons montré qu'une grande partie du travail consiste en la modélisation des différents composants et phénomènes physiques. En effet, la précision des résultats de l'optimisation est fortement liée à la pertinence des modèles utilisés. Ce processus d'optimisation réclame la mise en point de modèles analytiques capables de réaliser le compromis indispensable précision-rapidité de calcul.

Ainsi, les cinq premiers chapitres ont été consacrés à l'étude de la structure flyback et à l'élaboration des modèles liés à la commande, aux volumes et aux pertes dans les différents composants, à la caractérisation du spectre et aux phénomènes thermiques liés à l'évacuation de la chaleur. Ces modèles ont été validés par la simulation temporelle ou par la mesure, avec une précision jugée acceptable.

Concernant les semiconducteurs, nous avons utilisé un modèle basé sur une résistance et une chute de tension à l'état passant pour évaluer les pertes par conduction, et un modèle utilisant des formes d'ondes idéalisées prenant en compte l'inductance de maille et le recouvrement de la diode pour décrire les pertes par commutation. La confrontation avec l'expérience pour l'évaluation des pertes par commutation n'a pas été menée dans ce travail, mais de nombreux travaux antérieurs montrent que les résultats peuvent être acceptables pour certains paramètres (inductance de câblage, Rg du transistor...) et beaucoup moins précis pour d'autres jeux de ces mêmes paramètres. Les pertes semiconductrices représentent 50% des pertes totales, ce qui semble justifier des améliorations à entreprendre pour une représentation plus correcte des pertes par commutation.

Pour estimer les pertes fer dans les circuits magnétiques utilisés dans les alimentations à découpage, nous avons développé un modèle analytique basé sur la modification des coefficients de l'équation de Steinmetz. Pour ce faire, nous avons proposé une démarche expérimentale permettant d'identifier de coefficients adaptés à la spécificité des formes d'ondes apparaissant dans le montage. Ce modèle, bien que basé sur la caractérisation, nous apparaît pertinent car il tient compte des formes réelles d'induction magnétique imposée au transformateur. Cependant, une amélioration introduisant l'effet de la température est facilement envisageable.

En outre, un pas important a été franchi dans la modélisation des pertes joules dans les composants bobinés. En effet, l'utilisation de la perméabilité magnétique complexe a permis d'homogénéiser le bobinage et de développer des formules analytiques des pertes cuivre en tenant compte des effets de proximité, de l'entrefer et de l'effet de peau. Cependant, une amélioration de la précision des formules qui estiment les pertes dues à l'entrefer, dans le cas du transformateur du flyback, reste à faire. Ce point est l'un des objectifs d'une thèse en cours au laboratoire.

Pour évaluer les pertes dans les condensateurs, un modèle très simplifié a été utilisé. Il est basé sur la connaissance de la résistance série équivalente donnée par le fabriquant et qui dépend de la tension utile, la fréquence et la température de fonctionnement. Dans ce contexte, un travail important reste à poursuivre afin d'affiner la modélisation des condensateurs.

Du point de vue perturbations CEM, nous nous sommes intéressés au mode différentiel seulement. La modélisation fréquentielle adoptée a montré ici tout son intérêt pour notre démarche, en particulier grâce à sa rapidité. Pour le mode commun, fortement lié à la réalisation technologique (layout), et malgré le fait qu'il n'est pas dimensionnant en terme de volume, il serait intéressant de le prendre en compte afin d'optimiser le câblage à plus long terme...

Pour intégrer la thermique dans la démarche d'optimisation, nous avons utilisé un modèle classique des semiconducteurs associés à leur radiateur, et un modèle très simplifié des éléments bobinés. Ce dernier, considère les pertes fer et les pertes joules comme des sources d'échauffement uniformes, et modélise les échanges entre le circuit magnétique, le bobinage et le milieu ambiant par des résistances thermiques. Ainsi, un travail important reste à faire pour identifier correctement ces résistances thermiques et pour généraliser ce modèle aux différentes formes des composants magnétiques. Le point clef étant le calcul simplifié des

coefficients d'échange thermique traduisant bien les phénomènes de convection naturelle et de rayonnement.

Dans le chapitre 6, nous avons présenté les méthodes et outils que nous avons développés afin de faciliter l'intégration de ces modèles dans une démarche d'optimisation avec un algorithme de type gradient. Le besoin de réutiliser ces méthodes et outils, nous a poussé à les automatiser et à les intégrer dans l'environnement d'optimisation EDEN. A ce sujet, nous envisageons, à court terme, une meilleure prise en compte des grandeurs discrètes, l'automatisation de certaines phases de modélisation (la méthode fréquentielle pour le calcul du spectre, le calcul des séries, une fonction interpolation-extrapolation...). Ainsi, nous souhaitons proposer, à long terme, un réel environnement pour l'aide au dimensionnement et à la conception des structures d'électronique de puissance.

Les résultats d'optimisation, présentés dans le dernier chapitre, ont montré que l'optimum de la fonction objectif dépend à la fois des paramètres de l'optimisation et des contraintes imposées. Ainsi, l'approche mise en place a permis de quantifier de façon étayée la fréquence optimale d'un convertisseur et pourra être un guide pertinent pour les choix technologiques et/ou fonctionnels à effectuer en fonction des contraintes industrielles du concepteur.

Cette étude a donc été pratiquement menée à son terme du point de vue de la structure flyback en absorption sinusoïdale où la double échelle de temps a été bien traitée. La mise en place d'une démarche d'optimisation efficace validée par les résultats expérimentaux ouvre la voie, à des améliorations au niveau des modèles, à une exploitation étendue à d'autres structures d'électronique de puissance et à la réalisation d'outils spécifiques en complément d'environnement tel qu'EDEN.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

[Albach 96] M.Albach, A.Brockmeyer, T.Durbaum « Remagnetization losses of ferrite materials used in power electronic applications », PCIM'96, 1996, Nurnberg.

[Andersen 97] M.A.E.Andersen «Fast prediction of differential mode noise input filter requirements for flyback and boost unity power factor converters», EPE'97, 1997, Trondheim, pp.2.806-2.809.

[Andrieu 95] C.Andrieu «Contribution à la conception d'alimentation à découpage à absorption sinusoïdale», Thèse INPG 1995.

[Apolinario 00] JA.Jr.Apolinario, MLR.De.Campos, O.CP.Bernal « The constrained conjugate gradient algorithm», IEEE-Signal-Processing-Letters. vol.7, no.12; Dec. 2000; pp351-354.

[Atienza 99] E.Atienza, J.Bigeon, F.Wurtz, B.Belhabib « Steps to an Electrical Design Environment », IEEE-IECON'99, San Jose, CA,USA, November 29th-December 3rd 1999, pp.815-820.

[Aubard 99] L.Aubard «Modélisation des transistors MOS de puissance pour l'électronique de commutation», Thèse INPG 1999.

[Barbi 91] I.Barbi, JC.Fagundes, EV.Kassick «A compact AC/AC voltage regulator based on an AC/DC high frequency flyback converter», PESC'91, 1991, New York, pp 846-852.

[Barcia 00] L.A.Barcia, A.Fontan, A.Huertas, J.Gonzalez, J.Ara, A.Fernandez «Low power ac/dc on-board converters for rectified ac power distribution demonstrator for telecommunication», APEC'00, CD ROM proceeding.

[Barrado 98] A., J.Pleite, A.Lazaro, R.Vazquez, E.Olias « Utilization of the power losses map in the design of DC/DC converters », IEEE PESC 98 Record, 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, New York, USA 1998, vol. 2, pp. p.1543-15477.

[Becker 63] J.J.Becker «Magnetization changes and losses in conducting ferromagnetic materials», Journal of applied physics, vol 34, no 4, 1963.

[Benmebarek 99] T.L. Benmebarek «Prévision et mesure des pertes fer en modulation de largeurs d'impulsions multiniveaux recherche des surplus importants», Thèse INPT, 1999.

[Benqassmi 98] H.Benqassmi «Conception des convertisseurs alternatifs continu mono-étage à absorption sinusoïdale », Thèse INPG 1998.

[Bergeon 98] S.Bergeon «Contribution à une méthodologie de dimensionnement des convertisseurs statiques», Thèse INPG 1998.

[Bertotti 88] G.Bertotti «General properties of power losses in soft ferromagnetic materials», IEEE transactions in magnetism, vol 24, no 1, 1988.

[Bertotti 92] G.Bertotti, F.Fiorillo, P.Mazetti «Basic principles of magnetization processes and origin of losses in soft magnetic materials», journal of magnetism and magnetic materials, 112, 1992, North Holland, pp.146-149.

[Breslin 97] J.G.Breslin, W.G.Hurley « Derivation of optimum winding thickness for duty cycle modulated current wave shapes », PESC'97, 1997, vol 1, pp.655-661.

[Brockmeyer 93] A.Brockmeyer, L.Schulting «Modelling of dynamic losses in magnetic material», EPE'93, 1993, pp. 112-117.

[Brockmeyer 96/1] A.Brockmeyer, T.Durbaum, M.Albach « Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetization currents, a comparison of different approaches », PESC'96, 1996, PP 1463-1468.

[Brockmeyer 96/2] A.Brockmeyer «Experimental evaluation of the influence of DC premagnetization on the properties of power electronic ferrites », APEC'96, 1996.

[Carsten 86] B.Carsten « High frequency conductor losses in switch mode magnetics », FHFPCC, 1986, Ventura, pp.155-176.

[Chauchat 98] B. Chauchat «Chargeur de batteries intégré triphasé pour véhicule électrique», Thèse INPG 1998.

[Chamberlain 82] R.M.Chamberlain, C.Lemarechal, H.C.Pedersen, M.J.D.Powell «The watchdog technique for forcing convergence in algorithms for constrained optimization », Mathematical programming study 16, 1982, PP.1-17.

[Cheron 89] Y.Cheron «La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique», édition TEC & dOC.Lavoisier, 1989.

[Chevalier 99] T.Chevalier «Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone», Thèse INPG, 1999.

[Cogitore 94/1] B.Cogitore «Recherche de circuits électriques équivalents pour les composants magnétiques haute fréquence», Thèse INPG, 1994.

[Cogitore 94/2] B.Cogitore, J.P.Keradec, B.Krafft « The two winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit », IEEE transactions on instrumentation and measurements, 1994, vol 43, no 2, pp.364-371

[Cogitore 95] B.Cogitore, J.P.Keradec, B.Krafft « Understanding wire heatings near magnetic air gap », EPE'95, septembre1995, Spain, vol 1, no 2, pp.151-156.

[Costa 98] F.Costa, N.Jacques, E.Laboure, F.Mazaleyrat, S.Delbosc, A.Lacarnoy «Optimisation du volume et de l'efficacité des filtres RFI dans une alimentation à découpage», EPF'98, 1998, pp.219-224.

[Coutel 99/1] C. Coutel, P.Pandele, J.P.Yonnet, F.Wurtz, J.Bigeon, « Design of permanent magnet coupling using the PASCOSMA methodology », IEEE IEMDC'99 Seattle, USA, May 1999.

[Coutel 99/2] C.Coutel «Contribution méthodologique à la conception sous contraintes de dispositifs électromagnétiques », Thèse INPG, 1999.

[Crebier 99/1] J.C.Crebier «Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les redresseurs commandés», Thèse INPG 1999.

[Crebier 99/2] J.C.Crebier, M.Brunello, J.P.Ferrieux «Differential mode current harmonic forecast for DCM boost rectifier design», EPE'99, 1999.

[Dowell 66] P.L.Dowell « Effects of Eddy currents in transformer windings », IEE, 1966, vol 133, no 8, pp.1387-1394.

[Durbaum 95] Th.Durbaum, M.Albach « Core losses in transformers with an arbitrary shape of the magnetizing current », EPE'95, 1995, Spain, vol11 pp 171-176.

[Eurofarad] « Condensateurs à usage professionnel » catalogue 893-1, 2ème édition.

[Farjah 94] E.Farjah « Contribution aux caractérisations électrique et thermique des transistors de puissance à grille isolée», Thèse INPG, 1994.

[Ferrieux 88] J.P.Ferrieux, J.Perard «Fréquence de découpage dans les convertisseurs statiques», Revue d'Electronique de Puissance, no 27, juin 1988, pp.40-50.

[Ferrieux 99] J.P.Ferrieux, F.Forest «Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance: principes-composants-modélisation », 3ème édition Dunod, 1999.

[Fezzani 96] D.Fezzani, «Système expert pour la conception en électronique de puissance», Thèse INPT, 1996.

[Fiacco 68] A.V.Fiacco, G.P.McCormick « Non-linear programming: sequential unconstrained minimisation techniques », Wiley, 1968.

[Fish 90] G.E.Fish «Soft magnetic materials», proc IEEE, vol 78, no 6, 1990.

[Flux2D 00] Flux2D «notice d'utilisation générale», Version 7.4, Cedrat, 2000.

[Flux3D 00] Flux3D «notice d'utilisation générale», Version 3.2, Cedrat, 2000.

[Foch] H.Foch, R.Arches, F.Bordry « Electronique de puissance », les techniques de l'ingénieurs.

[Fouassier 98] P.Fouassier « Modélisation électrique des composants magnétique haute fréquence : prise en compte de la température et caractérisation des ferrites», Thèse INPG, 1998.

[Gerbaud 96] L.Gerbaud, A.Bolopion, J.Bigeon «Gentiane: a simulation package for electromechanical systems», ELECTRIMACS'96, septembre,17-19, 1996, Saint Nazaire, France.

[Gillot 00] C.Gillot, C.Schaeffer, A.Bricard « Integrated micro heat sink for power multichip module », IEEE transactions on industry applications, January 2000, pp.217-221.

[Goldberg 87] A.F.Goldberg, J.G.Kassakian, F.Sschlecht « Issues related to 1-10MHz transformer design », PESC'87, 1987, Piscataway, pp. 379-386.

[Graham 82] C.D.Graham «Physical origin of losses in conducting ferromagnetic materials», Journal of applied physics, 1982, vol 53, pp.8276-8280.

[Grandi 98] G., D.Casadei, U.Reggiani « Analysis of common and differential HF current components in PWM inverter-Fed AC motors », IEEE PESC'98, pp1146-1151.

[Greenland 93] P.Greenland, MJ.Lee «A multi-chip assembly implementing control and power switching for single-ended off-line supplies», PCIM'93, 1993, pp 380-387.

[Hodgdon 88] M.L.Hodgdon «Applications of a theory of ferromagnetic hysteresis», IEEE transaction in magnetics 24, 1988, pp. 218-221.

[Hofer 99] P.Hofer.Noser, N.Karrer «Monitoring of paralleled IGBT/Diode modules», IEEE transactions on power electronics, vol 14, no 3, May 1999.

[Hua 94] GC.Hua, WA.Tabisz, CS.Leu, N.Dai, R.Watson, FC.Lee «Development of a DC distributed power system», APEC'94, New York, 1994, pp 763-769.

[Hui 94] S.Y.R.Hui, J.Zhu «Magnetic hysteresis modeling and simulation using the Preisach theory and TLM technique», PESC'94, 1994, pp. 837-842.

[Hurley 00] W.G.Hurley, E.Gath, J.G.Breslin « Optimizing the ac resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms», IEEE transactions on power electronics, 2000, vol 15, no 2, pp.369-376.

[Jeannin 01] P.O.Jeannin «Le transistor MOSFET en commutation : application aux associations série parallèle de composants à grille isolée», Thèse INPG 2001.

[Jeili 01] Li.Jeili, T.Abdallah, C.R.Sullivan «Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms», IAS'01, 2001, USA, CDRom.

[Jiankun 99] H.Jiankun, C.H.Sullivan « Analytical method for generalization of numerically optimized inductor winding shapes », PESC'99, 1999.

[Jiles 86] D.C.Jiles, D.L.Atherton «Theory of ferromagnetic hysteresis», journal of magnetism and magnetic materials 61, 1986, pp. 48-60.

[Jiles 92] D.C.Jiles and Al «Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis», IEEE transaction on magnetics 28, 1992, pp. 27-35.

[Jiles 93] D.C.Jiles «Frequency dependence of hysteresis curves in non-conducting magnetic materials», IEEE transaction on magnetics, vol 29, no 6, 1993, pp. 3490-3492.

[Jongsma 86] J.Jongsma « Transformer winding design », Philips technical publication, 1986, the Netherlands, part 3.

[Keradec 91] J.P.Keradec, E.Laveuve, J.Roudet « Multipolar development of vector potential for parallel wires. Application to the study of eddy currents effects in transformer windings », IEEE transactions on magnetics, vol 27, no 5, 1991, pp. 4242-4245.

[Keradec 96] J.P.Keradec, B.Cogitore, F.Blache « Power transfer in a two winding transformer: from 1D propagation to an equivalent circuit », IEEE transactions on magnetics, vol 32, no 1, 1996, pp. 274-280.

[Kutkut 95] N.H.Kutkut, D.W.Novotny, D.Mdivan, E.Yeow « Analysis of winding losses in high frequency foil wound inductors», IAS'95, 1995, pp. 859-867.

[Kuwabara 90] K.Kuwabara, M.Kohsaka « A power-factor improved AC to DC converter », IEEE International Telecommunications Energy Conference, 1990, New York, pp. 107-111.

[Landau] L.Landau, E.Lifchitz «Electrodynamique des milieux continus», Editions Mir, Moscou, 1969.

[Lapassat 98] N.Lapassat «Etude du comportement en commutation douce de semiconducteurs assemblés en série», Thèse de l'académie de Montpellier 1998.

[Larouci 00/1] C.Larouci, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet «Modèles analytiques d'une structure Flyback en absorption sinusoïdale en vue du dimensionnement et de l'optimisation», EPF'00, du 29 novembre au 1er septembre 2000, Lille, pp 371-376.

[Larouci 01/1] C.Larouci, E.Atienza, J-P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet « Developed tools for an optimization approach, Application to optimize a Flyback structure volume under EMC and loss constraints», IEEE IECON'01, Denver, Colorado, Nov 29 to Dec 2, 2001, pp. 832-837

[Larouci 01/2] C.Larouci, E.Atienza, J-P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet « Worker tools to model static converters for their sizing with an optimisation approach», European Simulation Symposium ESS'01, Marseille, France, Oct 18 to 20, 2001.

[Larouci 01/3] C.Larouci, JP.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet « Optimization of static converters. Compromise between the tool rapidness and the model accuracy », OSEE'01, USA 2001.

[Larouci 01/4] C.Larouci, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet «Optimisation of the volume of a PFC Flyback structure under EMC and loss constraints», European Power Electronics EPE'01, Graz 2001, CD rom, p.1-9.

[Larouci 02/1] C.Larouci, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet, J.P.Keradec «Optimisation of a PFC flyback converter in discontinuous conduction mode», PCIM'02, 12-13 Mai, 2002, Nuremberg.

[Larouci 02/2] C.Larouci, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet «Control of a flyback converter in Power Factor Correction mode: compromize between the current constraints and the transformer volume», IEEE APEC'02, Mars,10-14, 2002, Dallas, Texas.

[Larouci 02/3] C.Larouci, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet «Experimental evaluation of the core losses in the magnetic components used in PFC converters. Application to optimize the flyback structure losses», IEEE APEC'02, Mars,10-14, 2002, Dallas, Texas.

[Larouci 02/4] C.Larouci, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet, J.P.Keradec «Volume Optimization of a PFC Flyback Structure Under Electromagnetic Compatibility, Loss and Temperature Constraints», IEEE PESC'02.

[Larouci 02/5] C.Larouci, J.P.Keradec, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet «Copper losses of Flyback transformer : Search for analytical expressions», IEEE CEFC'02, Italie.

[Larouci 02/6] C.Larouci, J.P.Keradec, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet «Estimation analytique des pertes cuivre d'une inductance : mieux que l'homogénéisation par couches , la perméabilité complexe», EPF'02, Montpellier.

[Laveuve 91] E.Laveuve «Modélisation des transformateurs des convertisseurs haute fréquence», Thèse INPG, 1991.

[Lawrence 97] C.T.Lawrence, J.L.Zhou, A.L.Tits « User's guide for CFSQP», version 2.5, Electrical Engineering Department and Institute for systems research, University of Maryland, 1997.

[Lofti 93] A.W.Lofti, F.C.Lee « Two dimensional field solution for high frequency transformer windings», PESC'93, 1993, pp.T7-T13.

[Lorenz 01] L.Lorenz, K.Kanelis «Design proposal for low power drives», PCIM'01, June 19-21, Nurnberg, CD ROM proceedings, Power Electronics, components and drive topic.

[Mathcad] Mathcad 8 «Manuel de l'utilisateur, manuel de référence », MathSoft, Inc, USA, 1998.

[Mayergoyz 88] I.D.Mayergoyz «Dynamic Preisach models of hysteresis», IEEE transaction in magnetics 24, 1988, pp. 2925-2977.

[Mérienne 96] F.Mérienne «Influence de l'interaction puissance-commande sur le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance : simulation fine, recherche de règles de conception», Thèse INPG 1996.

[MicroSim 96] MICROSIM CORPORATION «MicroSim Pspice A/D & Basics+, circuit analysis software», User's guide, version 7.1, October, 1996, USA.

[Mohan 95] Mohan, Underland, Robbins «Power electronics converters, applications and design», 2ème édission, Wiley, 1995.

[Morel 94] H.Morel, S.H.Gamal, J.P.Chante «State variable modeling of the power pin diode using an explicit approximation of semiconductor device equations: a novel approach», IEEE transactions on power electronics, vol 9, no 1, January 1995, pp.112-120.

[Nbae 94] A.Nbae, H.Nakano, S.Arai «Novel sinusoidal converters with power factor correction », IAS'94, proceedings.

[Ossart 90] F.Ossart, G.Meunier «Comparison between various hysteresis models and experimental data», IEEE transaction in magnetics 26, 1990, pp. 2837-2839.

[Paul 92] C.R.Paul «Introduction to electromagnetic compatibility», John Wiley & Sons, 1992.

[Perret 01] C.Perret « Réalisation et optimisation de refroidisseurs à microcanaux en technologie silicium», Thèse INPG, 2001.

[Philips 98] Philips «Data handbook- soft ferrite», book MA01, Philips components, magnetic products, 1998.

[Piquet 00] H.Piquet, H.Foch, H.E.Demni «Une méthode de conception en électronique de puissance, à l'aide d'éléments caractérisés», EPF'00, du 29 novembre au 1er septembre 2000, Lille, pp 377-382.

[Popescu 97] R.Popescu «Vers de nouvelles méthodes de prédiction des performances CEM

dans les convertisseurs d'électronique de puissance», Thèse INPG 1999.

[Powell 69] M.J.D.Powell, R.Fletcher « A method for non-linear constraints in minimization problems », Optimization Academic Press, USA, 1969.

[Powell 70] M.J.D.Powell, P.Rabinowitz « Numerical methods for non-linear algebraic equations », Gordon and Breach, 1970, pp.87-161.

[Ramarathnan 73] R.Ramarathnan, B.G.Desai, V.Subba Rao « A comparative study of minimization techniques for optimization of induction motor design », IEEE transactions on PAS, vol 22, no 5, September/October, 1973, pp.1448-1454.

[Reinert 99] J.Reinert, A.Brockmeyer «Calculation of losses in ferro-and ferrimagnetic materials based on the modiffied Steinmetz equation», IAS'99, pp 2087-2092.

[RIFA] ER EVOX RIFA « Electrolytic capacitors » catalogue, 1997-1998.

[Roudet 90] J.Roudet «Analyse et comparaison des divers modes de conversions statiques continu-continu, modes de commutation et sûreté de fonctionnement», Thèse INPG 1990.

[Rudy 92] S.Rudy « Additional losses in high frequency magnetics due to non ideal field distributions», APEC'92, 1992, vol 1, pp.333-338.

[Sable 91] DM.Sable, BH.Cho, RB.Ridley «Use of leading-edge modulation to transform boost and flyback converters into minimum-phase-zero systems», IEEE-Transactions-on-Power-Electronics, vol.6, 1991, pp 704-711.

[Sankaran 97] C.Chen, C.S.Avant, X.Xu « Power cycling of IGBT power modules», IAS'97, October 1997, pp.1222-1227.

[Sauvey 99] C.Sauvey, F.Wurtz, J.Bigeon, F.Binet « A methodology for using morsels continuous linear functions in gradient optimisation of electrical devices », IEEE IEMDC'99, May 1999, USA.

[Schaffner 96] Schaffner « Heat sinks/dissipateurs » catalogue, 1996.

[Schanen 94] J.L.Schanen «Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs d'électronique de puissance», Thèse INPG 1994.

[Scheich 93] R.Scheich «Caractérisation et prédétermination de perturbations conduites dans les convertisseurs d'électronique de puissance», Thèse INPG 1993.

[Scheich 96] R.Scheich, J.Roudet «Comparison of a forced switching and a quasi-resonnant series chopper with regard to radio frequency noise emission», ETEP, 1996, vol 6, no.1.

[Schellmanns 97] A.Schellmanns, P.Fouassier, J.P.Keradec, J.L.Schanen « 1D-propagation based equivalent circuits for transformers: accounting for multi-layer structure of windings and ferrite losses », IAS'97, October 1997, USA, pp.717-722.

[Schutz 97] J. Schutz, J.Roudet, A.Schellmanns « Modeling litz wire windings », IAS'97, October 1997, USA, pp.1190-1195.

[Schutz 99] J.Schutz «Méthodologie de conception d'une alimentation à découpage», Thèse INPG, 1999.

[Schutz 01] J.Schutz, L.Gerbaud, J.Roudet, C.Larouci « A analytical model to size a Flyback converter in an optimisation process », The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, vol 20, no 3, 2001 pp. 796-807.

[Seguin 96] B.Seguin, J.P.Ferrieux «Etude et modélisation de la résistance série équivalente ESR des condensateurs utilisés en électronique de puissance : application au calcul des pertes en régime sinusoïdal», EPF'96, décembre 1996, pp.263-268.

[Seguin 97] B.Seguin «Les pertes dans les condensateurs bobinés utilisés en électronique de puissance : mesure calorimétrique et modélisation», Thèse INPG,LEMD, 1997.

[Sergio 01] B.M.Sergio « Application of optimization techniques to the design of a boost Power Factor Correction converter », Thesis of Virginia Polytechnic Institute, 2001.

[Severns] R.Severns « HF core losses for non-sinusoidal waveforms », HFPC, 1991, pp 140-148,1999.

[Spreen 90] J.H.Spreen « Electrical terminal representation of conductor loss in transformers », IEEE transactions on power electronics, 1990, vol 5, no 4, pp. 424-429.

[Steinmetz] Ch.P.Steinmetz «On the law of hysteresis», AIEE transactions, vol 9, pp.3-64, 1892, reprinted, proc IEEE, 72(2), 2 1984, pp. 196-221.

[Taine 89] J.Taine, J.P.Petit « Transferts thermiques et mécaniques des fluides anisothermes», Edition Dunod, 1989.

[Tektronix 00] Tektronix TDS 754D «User manual», Power analysis applications, 2000.

[Tihanyi 95] L.Tihanyi «Electromagnetic compatibility in power electronics», IEEE press, 1995.

[Trémolet 99] E.Trémolet de Lacheisserie «Magnétisme, fondements», presses universitaire de Grenoble 1999.

[Triner 91] J.E.Triner «Analyze magnetic loss characteristics easily using a high power wide band operational amplifier », Power Conversion International, 1991, pp.55-63.

[Vandelac 88] J.P.Vandelac, P.D.Ziogas « A novel approach for minimizing high frequency transformer copper losses », IEEE transactions on power electronics, 1988, vol 3, no 3, pp. 266-277.

[Vankatraman 84] P.S.Vankatraman « Winding eddy current losses in switch mode power transformers due to rectangular wave currents », in proc Powercon 11, 1984, pp.1-11.

[Volino 00] P.,NM.Thalmann « Accurate collision response on polygonal meshes», Proceedings Computer Animation 2000. IEEE Comput. Soc, Los Alamitos, USA 2000, pp154-163.

[Wang 94] B.X.Wang, X.F.Peng « Experimental investigation on liquid forced convection heat transfer through microchannels », International journal of heat and mass transfer, 1994, pp.73-82.

[Wu 96] W.We, L.Dong « Thermal reliability of power insulated gate bipolar transistor modules », Proceeding IEEE Semi. Therm. Measur. and Manag. Symp , March 1996, pp.136-141.

[61000-3-2 N] International electrotechnical commision IEC1000-3-2, «Limits for harmonic current emissions: equipment input current <16 A per phase», August 1995.

Annexes

Annexe 1

Modèle optimisé (le fichier .am)

```
/* modèle eden
version 1.0 du 28 janvier 2002
cette version finale tient compte de la CEM différentielle, de la thermique, du volume et des pertes
auteur: Cherif Larouci */

/* ---------------------------------- critère sur l'inductance magnétisante ------------------------- */

 limite_cd_cm=l1-Ro/(4*pow(m+vo/vmax,2.0)*fd);

/* --------------------à contraindre positif ------------------------------------- * /

 ih=spectreCEM.calcul(fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);

/* ---------------------------------- critère sur la raie n_opt du spectre cem ------------------------- */

    critere_spectre=spectre_dif.calcul(fd,fr,ih,lf,cf,rof,of,cn,rn,ron,lon,l1n )-norme;

/* --------------------à contraindre négatif ------------------------------------- * /

/* ---------------- équations des volumes----------------------------*/

/* :volume du transfo */

i1max=imax*(1+m*vmax/vo)+vmax/(2*l1*fd*(1+m*vmax/vo));
i2max=i1max/m;
alphapmax=sqrt(4*l1*fd*ps)/vmax;
t1=asin(vo*(1-alphapmax)/(alphapmax*m*vmax))/(2.0*Math.PI*fr);
teta1=2*pi*fr*t1;

i1eff_bf=sqrt((2.0/pi*((pow(alphapmax,3.0)*pow(vmax,2.0)/3.0/pow(l1*fd,2.0)*(teta1/2.0-
1.0/4.0*sin(2*teta1)))+(pow(imax,2.0)*(pi/4.0-teta1/2.0+sin(2*teta1)/4.0+m*vmax/vo*(cos(teta1)-
1.0/3.0*pow(cos(teta1),3.0)))))));

i2eff_bf=sqrt(2.0/pi*((pow(alphapmax*vmax,3.0)/3.0/m/vo/pow(l1*fd,2.0)*(1-
cos(teta1)+1.0/3.0*(pow(cos(teta1),3.0)-1)))+(pow(imax,2.0)*vmax/m/vo*(cos(teta1)-
1.0/3.0*(pow(cos(teta1),3.0))+m*vmax/vo*(pi/4.0-teta1/2.0+sin(2*teta1)/4.0-pi/16.0+teta1/8.0-
sin(4*teta1)/32.0)))));

a_transfo=kb*l1*i1max*(i1eff_bf+m*i2eff_bf)/(j*bmax);
vol_transfo=kv_t*pow(a_transfo,3.0/4.0)*1.0e+9;

/* 2:volume de (lf) l'inductance du filtre */
ilfeff=imax/sqrt(2.0);
ilfmax=imax;
a_lf=kb*lf*ilfmax*ilfeff/(j*bmax);
vol_lf=kv_lf*pow(a_lf,3.0/4.0)*1.0e+9;

/* 3:volume de (cf) la capacite du filtre */
 vol_cf=1871.854*cf*1.0e+6+250;

/* 4:volume du radiateur  */
vol_rad=1.887e+5/rth_ra_int-105*rth_ra_int;
```

```
/* le volume total est la somme des volumes  */
vol_tot=vol_transfo+vol_lf+vol_cf+vol_rad;



/* _________pertes par conduction_______________ */

/* 1: pertes par conduction dans l'interrupteur */

intmoy1cd_hf=(pow(alphapmax,2.0)*(-(cos(2*pi*fr*t1)/(2*pi*fr))+1/(2*pi*fr))*vmax)/2.0/fd/ l1;
intmoy1cc_hf = imax*(-(cos(2*pi*fr*tq)/(2*pi*fr))+cos(2*pi*fr*t1)/(2*pi*fr));
i1moy_bf=4*fr*(intmoy1cd_hf+intmoy1cc_hf);
pcond_int=roint*pow(i1eff_bf,2.0);

/*2: pertes par conduction dans la diode */
tq=1.0/4.0/fr;
intmoy2cd_hf=(pow(alphapmax,2.0)*(-((1.0/8.0*sin(4*fr*pi*t1))/fr/pi)+t1/2.0)* pow(vmax,2.0))/2.0/fd/l1/vo;
intmoy2cc_hf = (imax*(-((1.0/8.0*sin(4*fr*pi*tq))/fr/pi)+tq/2.0+sin(4*fr*pi*t1)/ 8.0/fr/pi-
(1.0/2.0*t1))*vmax)/vo;
i2moy_bf=4.0*fr*(intmoy2cd_hf+intmoy2cc_hf);
pcond_diode=rointd*pow(i2eff_bf,2.0)+vointd*i2moy_bf;

/* 3: pertes par conduction dans le pont à diodes */

id1moy=i1moy_bf/2.0;
id1eff=i1eff_bf/sqrt(2.0);
pcond_pdiodes=4.0*(rointd*pow(id1eff,2.0)+vointd*id1moy);
pertes_cond=pcond_int+pcond_diode+pcond_pdiodes;

/* pertes par commutation */
pert_com=pertes_commutation1.calcul(fd,fr,l1,ps,vmax,imax,m,vo,ucom,vth,rg,cgd,lmail);
//pertes par commutation dans l'interrupteur seul
p_com_int=pcom_int.calcul(fd,fr,l1,ps,vmax,imax,m,vo,ucom,vth,rg,cgd,lmail);
//pertes totales dans l'interrupteur:
p_int=pcond_int+p_com_int;

//pertes par commutation dans la diode seule
p_com_diode=pcom_diode.calcul(fd,fr,l1,ps,vmax,imax,m,vo,ucom,vth,rg,cgd,lmail);
//pertes totales dans la diode:
p_diode=pcond_diode+p_com_diode;
p_diode=pcond_diode+pert_com;

pert_com=p_com_int+p_com_diode;

/****** les pertes fer dans le transfo*******/
@functional
fs=stairs([0,6.84e-9,1.194e-8,2.212e-8,3.702e-8,5.76e-8,8.848e-8],[76e-6,97.1e-6,125e-6,173e-6,211e-6,280e-
6,368e-6]);
fv=stairs([0,6.84e-9,1.194e-8,2.212e-8,3.702e-8,5.76e-8,8.848e-8],[5470e-9,7640e-9,11500e-9,17800e-
9,24000e-9,35500e-9,51500e-9]);

@eden

// on définie le produit des aires x=sf*sb
x=kb*l1*i1max*(i1eff_bf+m*i2eff_bf)/bmax/j;
sf=fs(x);
vol_ef=fv(x);

ns1=(l1*i1max/bmax/sf);
pfer_transfo=coef_c_pf*pertes_fer.calcul(fd,fr,l1,ps,vmax,imax,m,vo,sf,ns1,vol_ef);
```

```
// pertes dans le condensateur
Cf:*****************************************************************************
icf_eff_bf_cd=(pow(alphapmax,3.0)*pow(vmax,2.0)/3/pow(l1,2.0)/pow(fd,2.0)-
vmax*imax*pow(alphapmax,2.0)/l1/fd+pow(imax,2.0))*
(teta1/2-sin(2*teta1)/4);
icf_eff_bf_cc=pow(imax,2.0)*m*vmax/vo*(cos(teta1)-pow(cos(teta1),3.0)/3);
icf_eff_bf=sqrt(2/pi*(icf_eff_bf_cd+icf_eff_bf_cc));
pcf=rcf*pow(icf_eff_bf,2.0);

// pertes dans le condensateur
Co:*****************************************************************************
io=vo/Ro;
ico_eff_bf_cd=(pow(alphapmax,3.0)*pow(vmax,3.0)/pow(fd,2.0)/vo/3.0/m/pow(l1,2.0))*(pow(cos(teta1),3.0)/3.
0-cos(teta1)+2.0/3.0)+
pow(alphapmax*vmax,2.0)*(1/pow(l1*fd*m,2.0)-io/l1/fd/vo)*(teta1/2-sin(2*teta1)/4)+teta1*pow(io,2.0);
ico_eff_bf_cc=pow(imax*vmax/vo,2.0)*(-sin(4*teta1)/32.0+sin(2*teta1)/4.0-
3*teta1/8.0+3*pi/16.0)+pow(imax,2.0)*vmax/m/vo*
(-pow(cos(teta1),3.0)/3+cos(teta1))-io*imax*vmax/vo*(sin(2*teta1)/2.0-teta1+pi/2.0)+pow(io,2.0)*(pi/2.0-
teta1);
ico_eff_bf=sqrt(2/pi*(ico_eff_bf_cd+ico_eff_bf_cc));
pco=rco*pow(ico_eff_bf,2.0);

//pertes fer dans l'inductance
lf:*****************************************************************************
pfer_lf_vol=11.0*pow(f_lf/10,1.3)*pow(bm_lf/0.1,2);  /* f_lf en kHz, bm_lf en tesla et pfer_lf_vol en mW/cm3
*/
pfer_lf=0.001*vol_eff_lf*pfer_lf_vol;                /* 0.001 pour avoir les pertes en Watt */ /* vol_eff_lf en
cm3 */
// pertes cuivre dans le transformateur
ns2=ns1*m;
@functional
//fonction permettant de choisir les fils de bobinage
diametre_fils=stairs([0,0.08e-3,0.09e-3,0.1e-3,0.11e-3,0.13e-3,0.14e-3,0.16e-3,0.18e-3,0.2e-3,0.23e-3,0.25e-
3,0.29e-3,0.32e-3,0.36e-3,0.4e-3,0.45e-3,0.51e-3,0.57e-3,0.64e-3,0.72e-3,0.81e-3,0.91e-3,1.02e-3,1.15e-
3,1.29e-3,1.45e-3,1.63e-3,1.89e-3,2.05e-3,2.31e-3,2.59e-3],[0.08e-3,0.09e-3,0.1e-3,0.11e-3,0.13e-3,0.14e-
3,0.16e-3,0.18e-3,0.2e-3,0.23e-3,0.25e-3,0.29e-3,0.32e-3,0.36e-3,0.4e-3,0.45e-3,0.51e-3,0.57e-3,0.64e-3,0.72e-
3,0.81e-3,0.91e-3,1.02e-3,1.15e-3,1.29e-3,1.45e-3,1.63e-3,1.89e-3,2.05e-3,2.31e-3,2.59e-3]);
//fonctions permettant de choisir l3 et l4 longueurs des jambes latérale et centrale
longueur_j_lat_cent=stairs([0,6.84e-9,1.194e-8,2.212e-8,3.702e-8,5.76e-8,8.848e-8],[4.6e-3,5.25e-3,6.1e-3,7.3e-
3,8.05e-3,9.25e-3,0.011]);
//fonction permettant de choisir l5 la longueur de la fenêtre réservée au bobinage
longueur_fenetre_reservee_bobinage=stairs([0,6.84e-9,1.194e-8,2.212e-8,3.702e-8,5.76e-8,8.848e-8],[7.1e-
3,8.25e-3,9.35e-3,9.75e-3,0.0109,0.0119,0.0123]);
//fonction permettant de choisir hbob la hauteur de la fenêtre réservée au bobinage
hauteur_fenetre_reservee_bobinage=stairs([0,6.84e-9,1.194e-8,2.212e-8,3.702e-8,5.76e-8,8.848e-
8],[0.0226,0.0248,0.03,0.0338,0.037,0.0412,0.0458]);

@eden
// rayons primaire et secondaire calculés à partir de la densité de courant
rp_c=sqrt(i1eff_bf/pi/j);
rs_c=sqrt(i2eff_bf/pi/j);
// rayons primaire et secondaire (données du constructeur)
rp=0.5*diametre_fils(2*rp_c);
rs=0.5*diametre_fils(2*rs_c);
df_p=2*rp;
df_s=2*rs;
// dimensions du circuit magnétique
l3=longueur_j_lat_cent(x);
l4=l3;
```

```
l5=longueur_fenetre_reservee_bobinage(x);
hbob=0.5*hauteur_fenetre_reservee_bobinage(x);
// hauteur de la fenêtre du bobinage
hf=2*(hbob-rmin);
// nombre de couche primaire
nc_p=ns1/(hf/df_p);
// nombre de couche secondaire
nc_s=ns2/(hf/df_s);
// appel de la classe spectre pour calculer l'apmlitude du courant primaire à fréquence f_harm donnée
// et la classe pertes_en_pro_peau pour calculer les pertes cuivre dans le transfo à f_harm
f_harm1=50;
i1max_f1=spectre.calcul( f_harm1,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f1=i1max_f1/m;
pc_f1=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm1,i1max_f1,i2max_f1,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm2=100;
i1max_f2=spectre.calcul( f_harm2,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f2=i1max_f2/m;
pc_f2=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm2,i1max_f2,i2max_f2,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm3=fd-100;
i1max_f3=spectre.calcul( f_harm3,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f3=i1max_f3/m;
pc_f3=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm3,i1max_f3,i2max_f3,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm4=fd-50;
i1max_f4=spectre.calcul( f_harm4,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f4=i1max_f4/m;
pc_f4=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm4,i1max_f4,i2max_f4,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm5=fd;
i1max_f5=spectre.calcul( f_harm5,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f5=i1max_f5/m;
pc_f5=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm5,i1max_f5,i2max_f5,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm6=fd+50;
i1max_f6=spectre.calcul( f_harm6,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f6=i1max_f6/m;
pc_f6=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm6,i1max_f6,i2max_f6,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm7=fd+100;
i1max_f7=spectre.calcul( f_harm7,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f7=i1max_f7/m;
pc_f7=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm7,i1max_f7,i2max_f7,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm8=2*fd-100;
i1max_f8=spectre.calcul( f_harm8,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f8=i1max_f8/m;
pc_f8=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm8,i1max_f8,i2max_f8,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm9=2*fd-50;
i1max_f9=spectre.calcul( f_harm9,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
```

```
i2max_f9=i1max_f9/m;
pc_f9=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm9,i1max_f9,i2max_f9,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm10=2*fd;
i1max_f10=spectre.calcul( f_harm10,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f10=i1max_f10/m;
pc_f10=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm10,i1max_f10,i2max_f10,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm11=2*fd+50;
i1max_f11=spectre.calcul( f_harm11,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f11=i1max_f11/m;
pc_f11=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm11,i1max_f11,i2max_f11,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);

f_harm12=2*fd+100;
i1max_f12=spectre.calcul( f_harm12,fd,fr,ps,vmax,l1,m,vo,imax);
i2max_f12=i1max_f12/m;
pc_f12=pertes_en_pro_peau.calcul(
f_harm12,i1max_f12,i2max_f12,rp,rs,ns1,ns2,l3,l4,l5,hbob,nc_p,nc_s,df_p,df_s,kf,rmin,he);,

//pertes cuivre totales dans le transformateur
pj_t=pc_f1+pc_f2+pc_f3+pc_f4+pc_f5+pc_f6+pc_f7+pc_f8+pc_f9+pc_f10+pc_f11+pc_f12;

//pertes totales
ptot=pertes_cond+pert_com+pcf+pco+pfer_lf+pj_lf+pfer_transfo+pj_t;

//modèle thermique du transfo et l'inductance
Lf:**************************************************
sba=4*(pi*(l4+l5)*hbob-hbob*prof); //surface d'échange bobinage_air
sfa=4*(hbob*prof+2*(l3*hbob)+prof*(l4+l5+l3)); //surface d'échange fer_air
sfb=4*(hbob*prof+prof*(l3+l5)+pi*l4*hbob); //surface d'échange fer_bobinage
rth_ba=1/he_ba/sba; //resistance thermique bobinage_air
rth_fa=1/he_fa/sfa; //resistance thermique fer_air
rth_fb=1/he_fb/sfb; //resistance thermique fer_bobinage
//température de la ferrite tf_t du transfo:
tf_t=ta+rth_ba*rth_fa/(rth_ba+rth_fa+rth_fb)*pj_t+rth_fa*(rth_ba+rth_fb)/(rth_ba+rth_fa+rth_fb)*pfer_transfo;
//température du bobinage tb_t du transfo:
tb_t=ta+rth_ba*(rth_fa+rth_fb)/(rth_ba+rth_fa+rth_fb)*pj_t+rth_ba*rth_fa/(rth_ba+rth_fa+rth_fb)*pfer_transfo;

//température de la ferrite tf_lf de l'inductance lf:
tf_lf=ta+rth_ba*rth_fa/(rth_ba+rth_fa+rth_fb)*pj_lf+rth_fa*(rth_ba+rth_fb)/(rth_ba+rth_fa+rth_fb)*pfer_lf;
//température du bobinage tb_lf de l'inductancelf:
tb_lf=ta+rth_ba*(rth_fa+rth_fb)/(rth_ba+rth_fa+rth_fb)*pj_lf+rth_ba*rth_fa/(rth_ba+rth_fa+rth_fb)*pfer_lf;

//modèle thermique de l'interrupteur avec radiateur:****************************
// température de jonction de l'interrupteur tj_int:
tj_int=ta+(rth_jc_int+rth_cr_int+rth_ra_int)*p_int;

//modèle thermique de la diode sans radiateur:****************************
// température de jonction de la diode tj_diode:
tj_diode=ta+(rth_jc_diode+rth_ca_diode)*p_diode;
```