



**HAL**  
open science

# METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE

Jean Schutz

► **To cite this version:**

Jean Schutz. METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999. Français. NNT : . tel-00783514

**HAL Id: tel-00783514**

**<https://theses.hal.science/tel-00783514>**

Submitted on 1 Feb 2013

**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.

7579

MEDIATHEQUE AMPERE GRENOBLE INPG



D

051 098023 4

# THESE

Présentée par

**Jean SCHUTZ**

Ingénieur de l'FH Konstanz (Allemagne)

pour obtenir le grade de DOCTEUR  
de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE  
(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

Spécialité : Génie Electrique

---

## **METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE**

---

Soutenue le 6 janvier 1999

Composition du jury :

Messieurs

R. PERRET

Président

R. LEDOEUFF

Rapporteur

Ch. ROMBAUT

Rapporteur

A. COUSTRE

L. GERBAUD

J. ROUDET

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble



# THESE

Présentée par

**Jean SCHUTZ**

Ingénieur de l'FH Konstanz (Allemagne)

pour obtenir le grade de DOCTEUR  
de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE  
(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

Spécialité : Génie Electrique

---

---

## **METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION A DECOUPE**

---

---

Soutenue le 6 janvier 1999

Composition du jury :

Messieurs

R. PERRET

Président

R. LEDOEUFF

Rapporteur

Ch. ROMBAUT

Rapporteur

A. COUSTRE

L. GERBAUD

J. ROUDET

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble



*A mes parents.*



## Remerciements.

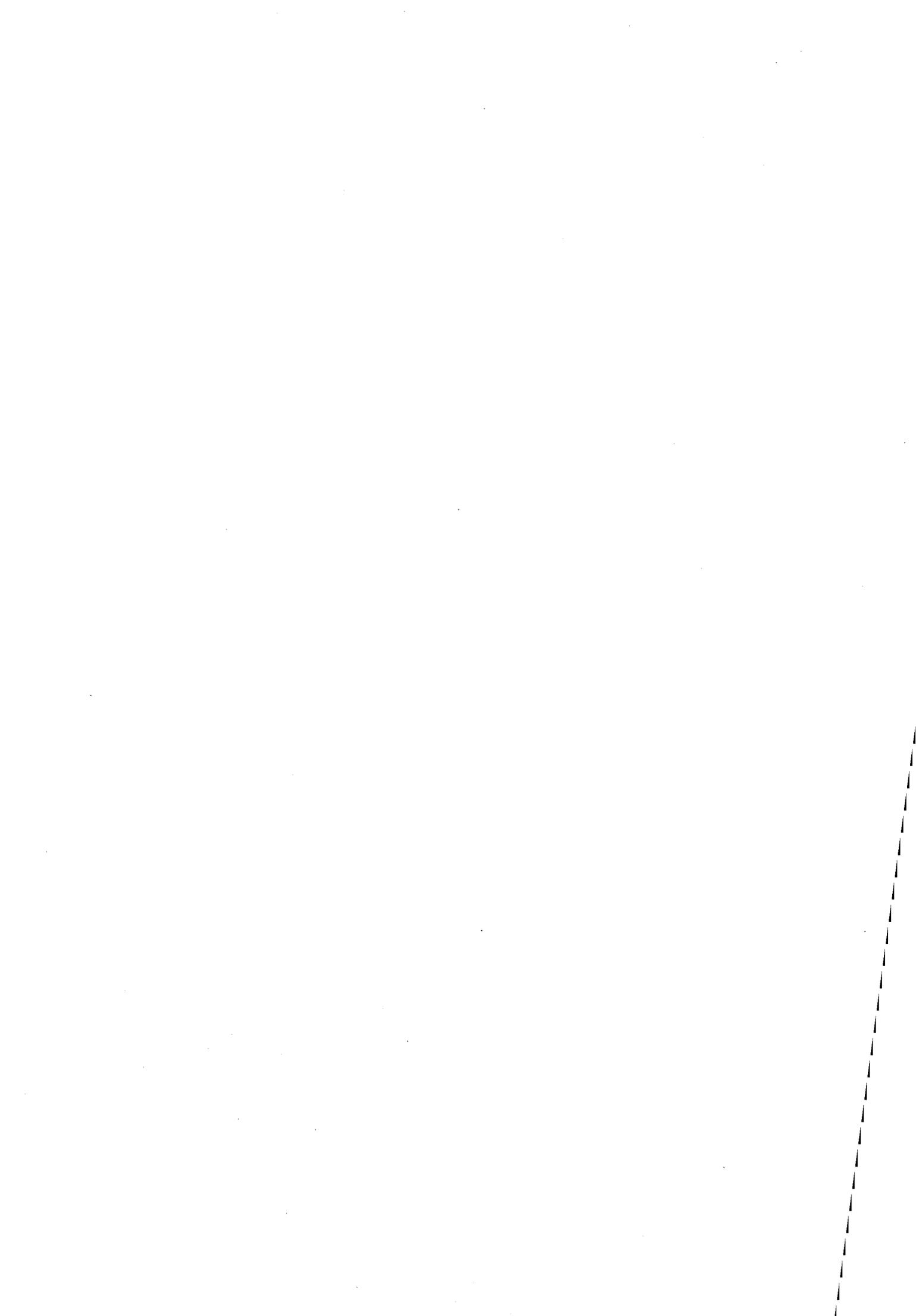
En premier lieu je tiens à remercier les membres du jury:

- Monsieur Robert Perret, Professeur à l'ENSIEG, pour sa disponibilité et le maintien de la bonne humeur et pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury,
- Monsieur René LeDoeuff, Professeur au LARGE, qui a accepté d'être rapporteur de ce mémoire,
- Monsieur Christian Rombaut, Professeur à l'Ecole Centrale de Lille, qui a également accepté d'être rapporteur de cette thèse,
- Monsieur André Coustre et Monsieur Dirk Schöneshöfer, représentants du département DTA chez PSA, pour la collaboration dans le cadre d'un contrat et membre du jury,
- Monsieur Laurent Gerbaud, Chargé de recherche au CNRS, qui a rendu possible la concrétisation d'un logiciel de conception.
- Monsieur James Roudet, Professeur à l'Université Joseph Fourier, qui a encadré ces travaux et avec qui j'ai bien aimé travailler. Je le remercie particulièrement pour sa persévérance pendant la rédaction de la thèse.

Je veux également remercier toutes les personnes qui m'ont soutenu au cours de cette thèse.

- Monsieur Lucien Schroeder un ami de Monsieur Jean-Claude Sabonnadière , pour son action discrète mais efficace,
- L'ancienne et la nouvelle équipe dirigeante du Laboratoire de Grenoble, Monsieur Jean-Claude Sabonnadière, Monsieur Robert Perret, Monsieur Jean-Pierre Rognon et Monsieur Gérard Meunier, pour leur accueil au sein du LEG,
- Les secrétaires du laboratoire, Jacqueline Delaye, Josiane Verna, Monique Boizard, Elise Riado,
- L'ensemble des ingénieurs du laboratoire et spécialement Stéphane Catellani, Jean Barbaroux pour leur aide au quotidien,
- Monsieur Emmanuel Toutain, Maître de conférences à l'INPG, et le service informatique du Laboratoire, Bruno Ferrari, Marie Thérèse Loubinoux et Florence Francois, pour leur intervention rapide en cas de problème informatique,
- Les enseignants chercheurs et les chercheurs CNRS et plus particulièrement Jean-Luc Schanen, Jean-Pierre Keradec, Christian Schaeffer et Jean-Paul Ferrieux, pour leur conseils techniques et leur intérêt.
- Tous les copains de la salle EPTE et plus particulièrement Radu, Moez, Jean-Christophe, Corinne, Ambroise et Patrick pour la bonne ambiance, la convivialité et la collaboration permanente,
- Le bus gastronomique quotidien et la cafète philosophique qui permet de libérer l'esprit,
- Et toutes les personnes qui proposent les escapades du week-end et des soirées pendant la semaine rendant la vie agréable.

Enfin et surtout, un grand merci à mes parents et toute la famille, pour leurs encouragements et leur soutien toute au long de mes études.



# PLAN DE THESE.

<b>INTRODUCTION</b>	<b>11</b>
<b>1 ETUDE DES STRUCTURES.</b>	<b>17</b>
1.1 LE FLYBACK.	17
1.2 LE FORWARD.	38
<b>2 ETUDE DES ÉLÉMENTS BOBINÉS.</b>	<b>61</b>
2.1 ETAT DE L'ART.	61
2.2 PRÉDÉTERMINATION DES CARACTÉRISTIQUES MAGNÉTIQUES.	67
2.3 EXTENSION DU MODÈLE ÉLECTROSTATIQUE.	91
2.4 PROTOCOLE D'IDENTIFICATION.	94
2.5 CONCLUSION GÉNÉRALE.	101
<b>3 PERFORMANCES CEM.</b>	<b>105</b>
3.1 PRÉSENTATION DES DIFFÉRENTES MÉTHODES DE CALCUL DE PERFORMANCES CEM.	107
3.2 PRÉSENTATION DES MODELES DE SIMULATION.	111
3.3 PERFORMANCES DU FLYBACK.	120
3.4 PERFORMANCES DU FORWARD	130
3.5 ANALYSE DE SENSIBILITÉ DES PARAMÈTRES SUR LE FLYBACK.	136
3.6 CONCLUSION.	143
<b>4 OPTIMISATION.</b>	<b>147</b>
4.1 INTRODUCTION.	147
4.2 ENVIRONNEMENT DE CONCEPTION DE CONVERTISSEURS STATIQUES.	148
4.3 APPLICATION DU MONTAGE FLYBACK.	153
4.4 CONCLUSION.	162
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE.</b>	<b>167</b>
<b>RÉFÉRENCES.</b>	<b>169</b>
<b>ANNEXE 1.</b>	<b>175</b>
<b>ANNEXE 2.</b>	<b>181</b>



# *Introduction*



## INTRODUCTION.

La généralisation des convertisseurs d'électronique de puissance dans la plupart des domaines, industriel ou domestique, est une réalité que l'on vit au quotidien. Néanmoins, la conception de ces convertisseurs plus souvent dénommés alimentations à découpage repose principalement sur l'expérience des ingénieurs accumulée au fil des années. La conception de ces alimentations à découpage peut se décomposer en deux phases assez distinctes et pratiquement séquentielles l'une de l'autre en l'état actuel des connaissances.

La première phase est une démarche de **conception fonctionnelle** au cours de laquelle on reste au stade des grands principes de fonctionnement et de la maîtrise des échanges d'énergies (application des règles de l'électronique de puissance) principalement en accord avec le coût que l'on sera capable d'attribuer. Au cours de cette phase, on se préoccupe de choisir :

- la structure eu égard à la puissance de l'application,
- le mode de découpage (commutation forcée ou résonance suivant la fréquence de fonctionnement envisagée afin de satisfaire surtout une contrainte d'encombrement),
- en corollaire, la technologie des interrupteurs est alors quasiment imposée par la contrainte de fréquence et le niveau de tension défini par le cahier des charges.

En général, cette première phase s'achève par un dimensionnement global de la structure en évaluant les contraintes supportées par les différents constituants. Encore une fois, il s'agit de valeurs calculées en supposant le caractère idéal des composants. Ces évaluations sont faites soit par des calculs analytiques soit par des simulations qui ne posent en général pas de problème puisque les semiconducteurs sont considérés comme idéaux. Cette étape conduisant à une modélisation statique et dynamique (établissement d'un modèle nécessaire pour la commande) du convertisseur se satisfait pleinement d'un modèle topologique.

Vient alors une deuxième phase qui concerne surtout la **conception technologique** abusivement considérée comme un simple passage de la théorie à la pratique. Jusqu'à présent, cette deuxième phase est surtout validée grâce à la réalisation de prototypes. Il peut arriver que les difficultés rencontrées dans la mise au point du prototype soient telles qu'elles remettent en cause les choix effectués lors de la première phase de conception.

A ce stade, plusieurs types de contraintes peuvent être listées :

- les contraintes d'encombrement (ou plus généralement d'origine mécanique liées aux forces dans le cas de convertisseurs de forte puissance),
- les contraintes thermiques, principal obstacle vers la miniaturisation (il conviendrait mieux de parler de contraintes en densité de puissance),
- les contraintes de Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM) qui mettent en jeu les relations du convertisseur avec son environnement voire intra-convertisseur (entre les différentes entités constituant le convertisseur).

Globalement pour cette phase technologique, il est assez rare de voir des calculs dont le but serait de prédire non plus le comportement fonctionnel du dispositif mais bien son fonctionnement réel. Cela signifie, que souvent on se contente d'évaluer certaines des performances une fois le prototype effectué et ainsi de corriger les erreurs sur un prototype ultérieur. Bien sûr, il s'agit ici de remarques d'ordre tout à fait général et on pourra trouver des exemples qui confirment la règle pour l'une ou l'autre des contraintes citées précédemment. En revanche, il est certainement beaucoup plus rare d'observer des calculs prédictifs concernant simultanément la totalité des contraintes voire de partir de ces contraintes pour aboutir à la définition de l'alimentation à découpage.

La démarche de l'Equipe Electronique de Puissance du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble est depuis plusieurs années tournée vers la conception technologique des convertisseurs d'électronique de puissance. Son rôle consiste donc à mettre au point à la fois des méthodologies de conception et à forger des outils permettant la mise en application de cette démarche. Il s'agit plus particulièrement de travaux qui gravitent autour de la thermique des assemblages et de la CEM. A titre d'exemple, on pourra citer le développement des outils numériques FLUXCHIP et InCa qui sont bien sûr avant tous des outils d'analyse mais que l'on essaye d'accompagner de méthodologies de conception voire de les tourner résolument vers la conception. Ceci est le cas pour InCa qui devrait être capable de modifier de lui-même les données géométriques des structures concernées pour aboutir aux contraintes fixées. D'autres recherches dont l'objectif est une meilleure connaissance du comportement en fréquence des composants bobinés sont aussi développées mais l'aspect synthèse ou conception est certes beaucoup moins privilégié. Il est vrai que toute démarche de conception nécessite au préalable une importante phase d'analyse. Cependant, la difficulté est certainement de pas attendre que

la phase d'analyse soit achevée sans quoi on ne s'intéressera jamais à l'opération qui consiste à partir des contraintes et à remonter aux données.

L'idée, pour résoudre ce type de problème est d'utiliser une ossature générale de conception qui permette au gré de l'évolution des connaissances et donc des modèles de supporter ces modifications sans remise en question du processus général de conception. Dans ce travail, on s'attachera à fournir à cette ossature informatique un certain nombre de modules qui permettent la correspondance entre des données et une contrainte pour un phénomène physique précis. Ainsi en cas d'amélioration de la représentation (modèle meilleur, plus précis, plus rapide...) il suffit de remplacer le module en question dans le processus envisagé. Une telle démarche réclame en permanence que la phase d'analyse soit conduite avec cet objectif ou cette volonté de conception afin d'aboutir sans peine à ces modules directement intégrables dans cette ossature informatique. A l'issue de ce travail, on espère fournir un démonstrateur pertinent.

Mais revenons maintenant un peu plus précisément sur le travail nécessaire pour aboutir à cet objectif.

En première approximation, développer une méthodologie de conception est d'autant plus aisé que l'état de l'art dans les domaines concernés est bien avancé. On verra que l'état des recherches est assez inégalement avancé dans les différents aspects qui conduisent à la conception technologique d'une alimentation à découpage. Si bien que l'on a été obligé de s'impliquer fortement dans certains axes de recherche qui n'étaient pas les nôtres afin de faire progresser les modèles et d'amorcer une approche conception. Il est quand même important dans ce travail de disposer de modèles même s'ils sont parfois rudimentaires.

Afin d'avoir une meilleure validation de notre réflexion, nous avons voulu couvrir de façon plus importante le champ des alimentations à découpage en prenant deux exemples assez différents l'un de l'autre :

Une alimentation à commutation forcée de puissance déjà importante (1 kW) et fonctionnant à une centaine de kilohertz. Nous avons choisi un convertisseur de type Forward en demi-pont.

Une autre, à résonance d'une puissance de 60 Watts fonctionnant à très haute fréquence (autour du Mégahertz). Il s'agit ici d'un convertisseur Flyback à thyristor-dual résonant.

Ces deux cahiers des charges conduisent à des problèmes de conception assez différents et bien complémentaires.

Néanmoins la première phase, chapitre un, consiste toujours en une étude de la structure que l'on pourra compliquer au fur et à mesure en ajoutant les éléments parasites prépondérants. La prise en compte de ces éléments parasites conduit inévitablement à une étude des formes d'onde du convertisseur en simulation. Ce qui pose généralement le problème de la commutation des semi-conducteurs et plus particulièrement des diodes dont l'existence de modèles robustes fait encore à l'heure actuelle cruellement défaut, surtout si l'on veut prédire la CEM ou les pertes. Dans l'optique de conception qui est la notre, cet handicap est relativement rédhibitoire et constitue un des verrous les plus importants que nous ayons pu rencontrer.

Pour les alimentations à découpage, le rôle principal est attribué aux composants bobinés alors que pour les convertisseurs de type traction, les câblages sont plutôt ceux à mettre en cause.

En effet, on se heurte dans les deux cas à des contraintes thermiques de ces éléments passifs et bien sûr aux contraintes CEM de l'ensemble en considérant maintenant ces éléments passifs comme des chemins de propagation excités par des sources que sont les semiconducteurs en commutation.

Ainsi nous consacrerons le deuxième chapitre à la caractérisation du transformateur dans l'optique de compléter les nombreux travaux existants mais parfois encore insuffisants dans une pure optique de conception c'est à dire sans disposer de prototypes initiaux.

Dans le chapitre trois nous nous attachons à caractériser les performances CEM de ces alimentations par des méthode plus ou moins complexes afin bien sûr d'être le plus fidèle aux mesures mais aussi d'évaluer les performances et de l'utilisation de chacune d'entre elles dans un processus d'optimisation. Nous verrons que certains difficultés peuvent apparaître et c'est ainsi que dans le chapitre 4 nous nous sommes contentés de jeter les bases d'une optimisation logiciel n'intégrant en contraintes que des termes de perte.

Même si la démonstration n'est pas achevée, cette première passe nous a permis d'effectuer un bon diagnostic sur ce qu'il est envisageable de faire actuellement en conception et ce qui ne l'est pas encore.

# *Chapitre 1*

# TABLE DES MATIERES.

<b>1</b>	<b>ETUDE DES STRUCTURES.</b>	<b>17</b>
<b>1.1</b>	<b>LE FLYBACK.</b>	<b>17</b>
1.1.1	CHOIX ET PRÉSENTATION DU MONTAGE.	18
1.1.2	ETUDE THÉORIQUE DU FONCTIONNEMENT.	19
1.1.3	CHOIX DU POINT DE FONCTIONNEMENT.	24
1.1.3.1	Dimensionnement théorique.	25
1.1.3.2	Dimensionnement pratique.	28
1.1.3.3	Réalisation.	32
1.1.4	BILAN SUR LE PROTOTYPE (EXPERTISE).	34
1.1.5	CONCLUSION.	37
<b>1.2</b>	<b>LE FORWARD.</b>	<b>38</b>
1.2.1	CHOIX ET PRÉSENTATION DU MONTAGE.	39
1.2.2	CALCUL DU FONCTIONNEMENT IDÉAL.	39
1.2.3	DIMENSIONNEMENT.	41
1.2.3.1	Détermination théorique.	41
1.2.3.2	Choix des composants.	43
1.2.3.3	Réalisation.	44
1.2.4	BILAN SUR LE PROTOTYPE (EXPERTISE).	45
1.2.4.1	Critique sur les formes d'ondes.	45
1.2.4.2	Décomposition par phase de fonctionnement.	47
1.2.4.3	Formes d'ondes et bilan sur les pertes.	56
1.2.5	CONCLUSION.	58

# 1 ETUDE DES STRUCTURES.

## 1.1 LE FLYBACK.

Les structures résonantes n'ont pas encore trouvé dans le monde industriel l'importance que le monde universitaire a essayé de leur donner en mettant en exergue la montée en fréquence. En effet l'utilisation des montages à résonance est rendue possible grâce à la limitation des pertes de commutation. La résonance ne s'est pas implantée dans le domaine de la forte puissance et plus particulièrement dans le domaine de la traction. Son impact est surtout fort dans le domaine de l'alimentation à découpage de faible puissance.

Dans le domaine de la traction (hacheur, onduleur), la résonance ne peut venir que compliquer des schémas ultra-simples qui existent et qui ont fait leur preuve à condition de bien maîtriser la commutation forcée c'est à dire principalement de savoir minimiser les inductances de câblage grâce à des technologies spécifiques.

Dans le domaine de l'alimentation à découpage, beaucoup d'éléments parasites interviennent du fait du transformateur et les intégrer dans un processus de résonance apparaît comme étant la seule issue.

D'une manière générale, l'utilisation de la résonance conduit à des dispositifs ayant des caractéristiques dans le plan de sortie  $V_S(I_S)$  assez "tordues" par rapport à leurs homologues à commutation forcée. La régulation devient plus délicate et la réduction des bruits CEM reste surtout vraie pour le haut de spectre de fréquence [Scheich-93]. En effet, l'augmentation des courants crêtes transités vient malheureusement réduire l'attrait de la résonance.

En revanche, l'augmentation de la fréquence de découpage (si les composants passifs le supportent) permet une réduction importante du volume du convertisseur. Cette augmentation de fréquence entraîne une croissance des pertes qui doit s'accompagner nécessairement par une diminution de l'induction et donc un gain de volume sur le circuit magnétique.

Le dimensionnement classique des composants magnétiques alimentés en tension repose sur la loi de l'induction.

$$\bar{E} = n \cdot \frac{d\bar{\phi}}{dt} = n \cdot j \cdot \omega \cdot B \cdot S_{fer}$$

avec:	$\omega$	pulsation
	B	induction crête
	$S_{fer}$	Section du circuit magnétique
	E	Fem du bobinage

La fréquence est donc inversement proportionnelle au produit  $n \cdot S_{fer}$ . Ce produit, sans représenter exactement le volume du transformateur est quand même représentatif de son encombrement. Une diminution de 'E' conduit bien évidemment à un transformateur plus petit, à condition que 'B' puisse être gardé constant à 'E' donnée.

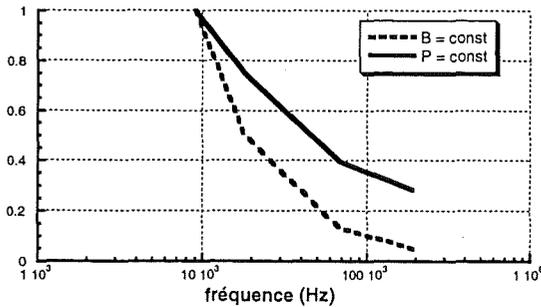


Figure 1 Evolution du volume avec la fréquence d'un transformateur.

Nous avons donc également tracé sur le graphe de la Figure 1 l'évolution du produit  $n \cdot S_{fer}$  en maintenant le niveau des pertes constant dans le circuit magnétique c'est à dire en adaptant la valeur de l'induction en fonction de la fréquence. Bien sûr la courbe que nous traçons n'est valable que pour un matériau magnétique donné (ici en l'occurrence le

3C8).

Comme on peut le voir, le gain en encombrement est plus faible que prévu mais de surcroît il peut être rapidement nécessaire d'utiliser un matériau beaucoup plus performant donc plus cher. Lorsque la courbe que nous traçons à pertes constantes devient presque horizontale nous avons un indicateur sur le changement des performances du matériau magnétique.

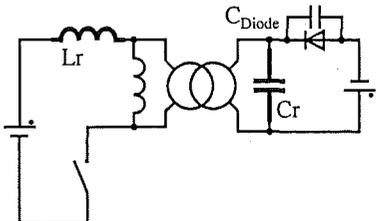
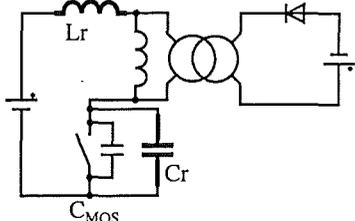
### 1.1.1 CHOIX ET PRESENTATION DU MONTAGE.

Le choix de cette structure nous a bien sûr été dicté par des raisons de simplicité. En effet, cette structure met en œuvre un seul composant commandé, de plus référencé au point froid du montage.

Nous pensons que l'utilisation de montages à résonance utilisant plus de semi-conducteurs commandés ou des réseaux écreteur actifs auront du mal à s'imposer sur le marché conventionnel des alimentations à découpage réalisées avec des composants discrets et des technologies conventionnelles. L'intégration de puissance monolithique d'une part ou l'hybridation d'autre part, peuvent changer la donne du problème. Dans notre cas, le fonctionnement à une fréquence de plusieurs centaines de kHz exclue la commutation forcée compte tenu de la présence du transformateur de puissance et de sa réalisation technologique. Pour donner un exemple concret, l'inductance de fuite d'un tel transformateur est de l'ordre du  $\mu\text{H}$  (Chapitre 2 Etude des éléments bobinés). Il est donc nécessaire de pouvoir évacuer une puissance de  $P = 1/2 \cdot L_f \cdot I_0^2 \cdot f = 10 \text{ W}$  à 1 MHz dans un écreteur et ce pour un convertisseur de seulement 60 W. Ce n'est pas raisonnable.

L'utilisation de transistors MOSFET de faible tension et de calibre en courant important, implique l'existence d'une capacité  $C_{oss}$  qui génère beaucoup de pertes dans le principe d'une commutation forcée à la fermeture. Il ne reste donc que le mode thyristor dual (ZVS) résonant utilisable [Lee-89]. Celui-ci reste malgré tout plus difficile à maîtriser que le mode thyristor (ZCS) et impose des zones interdites dans le plan de sortie, en l'occurrence un courant de sortie minimum doit transiter.

Tableau 1 Comparaisons globales ZCS/ZVS.

ZCS	ZVS
	
Résonance au secondaire : $Lr + C_{Diode} + Cr$	Résonance au primaire : $Lr + C_{MOS} + Cr$
Charge et décharge de $C_{OSS}$ dans l'interrupteur forcée.	Charge et décharge de $C_{OSS}$ spontanée
Courant maximum de sortie	Courant minimum de sortie.
Pas de maîtrise du $dV/dt$ sur l'interrupteur donc du courant de mode commun.	Maîtrise du $dV/dt$ donc du courant de mode commun ( $dV/dt$ géré par le circuit extérieur).
Effet Miller plus fort.	

### 1.1.2 ETUDE THEORIQUE DU FONCTIONNEMENT.

Dans le cas du Flyback, il est relativement aisé de définir les éléments parasites indispensables à la description du montage. Hormis la commutation de la diode secondaire qui peut présenter une phase de recouvrement, l'interrupteur MOS (et donc sa diode de corps) n'ont pratiquement aucune influence dans le fonctionnement fin du montage. A tel point que l'on peut remplacer cet interrupteur par un interrupteur idéal sans affecter les formes d'onde du montage.

Le Flyback résonant que nous allons étudier, fonctionne en mode ZVS. Le circuit présenté en 'Figure 2' précise les notations. Ce montage est commandé par la fréquence. Il n'est en conséquence pas facile d'établir la relation des grandeurs de sortie avec la commande. En posant quelques hypothèses simplificatrices (réduction de l'ordre du système en considérant certaines grandeur d'état comme constantes) il est possible d'établir une équation de liaison. Les hypothèses simplificatrices sont listées ci-dessous:

- Tension de sortie ( $V_2$ ) constante
- Courant de magnétisation ( $I_m$ ) constant (grande inductance magnétisante devant l'inductance de fuite)

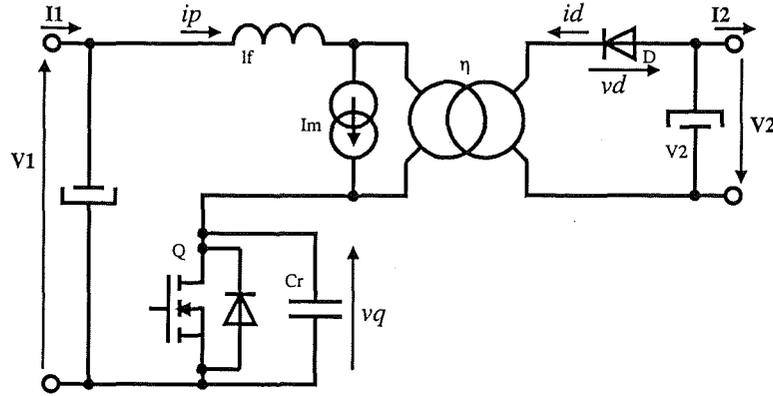


Figure 2 Schéma du Flyback résonant en ZVS.

Il est assez répandu d'introduire des variables réduites pour les grandeurs de sortie.

$$\text{courant de sortie} \quad x = \frac{\eta \cdot I_2}{V_1} \cdot \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} ; \quad \text{tension de sortie} \quad y = \frac{V_2}{\eta \cdot V_1}$$

Par la suite, nous allons remplacer les variables de sortie  $V_2$  et  $I_2$  par leur expression en variables réduites  $x$  et  $y$ .

Le fonctionnement de ce montage présente quatre phases de fonctionnement.

L'état du circuit avant la première phase est le suivant.

♦ **Etat initial :**

L'interrupteur est fermé, il conduit le courant magnétisant et la diode est bloquée.

$$i_p(0) = I_m ; \quad v_q(0) = 0 ; \quad i_d(0) = 0 ; \quad v_d(0) = -(\eta \cdot V_1 + V_2).$$

Le courant de magnétisation étant constant, il peut être calculé à partir des courants continus d'alimentation et de charge.

$$I_m = I_1 + \eta \cdot I_2$$

Avec  $I_1 = \frac{P}{V_1} = \frac{V_2 \cdot I_2}{V_1}$  et l'utilisation des variables réduites :

$$I_m = V_1 \cdot (y + 1) \cdot x \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_f}}$$

La première phase débute avec la commande d'ouverture de l'interrupteur.

♦ **Phase 1 :**

L'interrupteur s'ouvre et la diode reste bloquée. La 'Figure 3' illustre le circuit simplifié de cette phase. En considérant la seconde hypothèse ( $I_m = \text{const.}$ ) le circuit étudié se résume à la simple charge du condensateur de résonance sous courant constant.

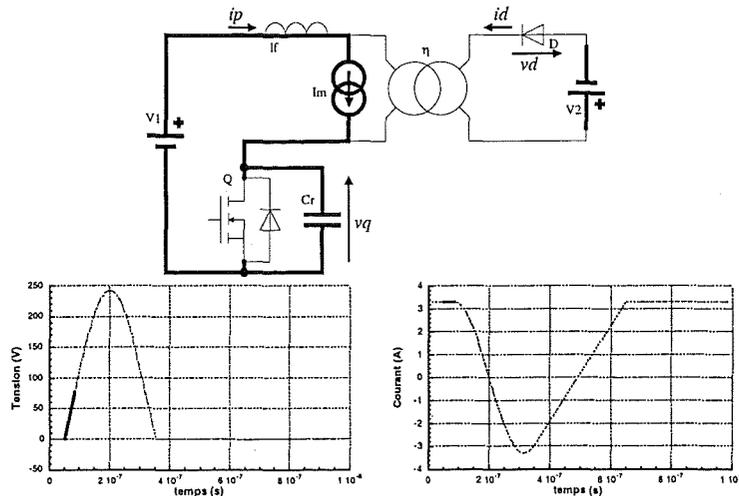


Figure 3 Phase 1.

La résolution de l'équation nous donne:

$$vq(t) = \int \frac{iq(t)}{Cr} dt$$

$$ip(t) = V1 \cdot (y + 1) \cdot x \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lf}}$$

$$vq(t) = V1 \cdot (y + 1) \cdot x \cdot \omega \cdot t$$

$$id(t) = 0$$

$$vd(t) = \eta \cdot V1 \cdot (y + 1) \cdot (x \cdot \omega \cdot t - 1)$$

Le passage à la phase suivante est déterminé par l'annulation de la tension inverse de la diode et donc par la mise en conduction de celle-ci.

$$vd(t1) = 0 \Rightarrow t1 = \frac{1}{\omega \cdot x}$$

◆ Phase 2 :

L'interrupteur reste ouvert et la diode devient conductrice. Le courant peut se reboucler par le secondaire du transformateur (Figure 4). On observe une phase de résonance impliquant Lf et Cr puisque aux bornes de Lm apparaît une tension constante imposée par le secondaire.

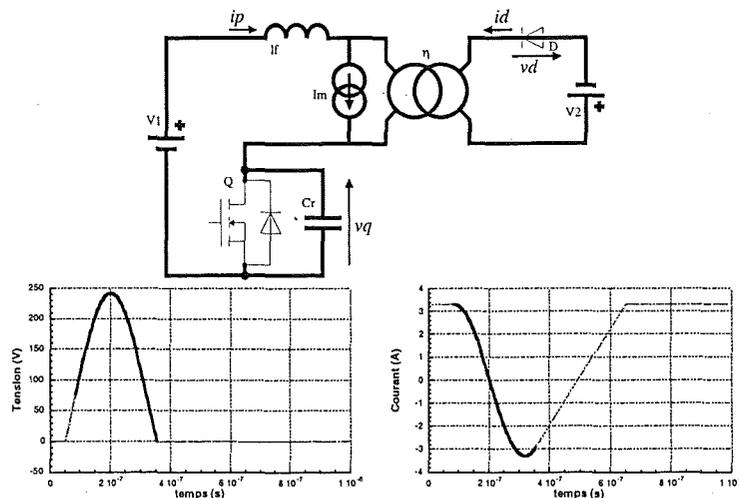


Figure 4 Phase 2.

On trouve :

$$V1 - vq(t) - Lf \cdot \frac{d ip(t)}{dt} + \frac{V2}{\eta} = 0$$

$$ip(t) = Cr \cdot \frac{d vq(t)}{dt}$$

$$ip(t) = V1 \cdot (y + 1) \cdot x \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lf}} \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

$$vq(t) = V1 \cdot (y + 1) \cdot (1 + x \cdot \sin(\omega \cdot t))$$

$$id(t) = V1 \cdot (y + 1) \cdot x \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lf}} \cdot \frac{1 - \cos(\omega \cdot t)}{\eta}$$

$$vd(t) = 0$$

Au passage à zéro de sa tension, l'interrupteur se ferme (mode ZVS), la phase suivante est entamée de cette manière.

$$vq(t2) = 0 \Rightarrow t2 = \frac{1}{\omega} \cdot \left( \pi + \arcsin\left(\frac{1}{x}\right) \right) \quad \text{à condition que } x > 1.$$

◆ **Phase 3 :**

L'interrupteur se ferme et la diode reste passante. Le condensateur Cr est maintenant court-circuité par l'interrupteur, l'inductance de fuite reste seule active (Figure 5). Nous retrouvons l'équation suivante, l'inductance fixe l'évolution linéaire du courant, sa tension étant constante à ses bornes.

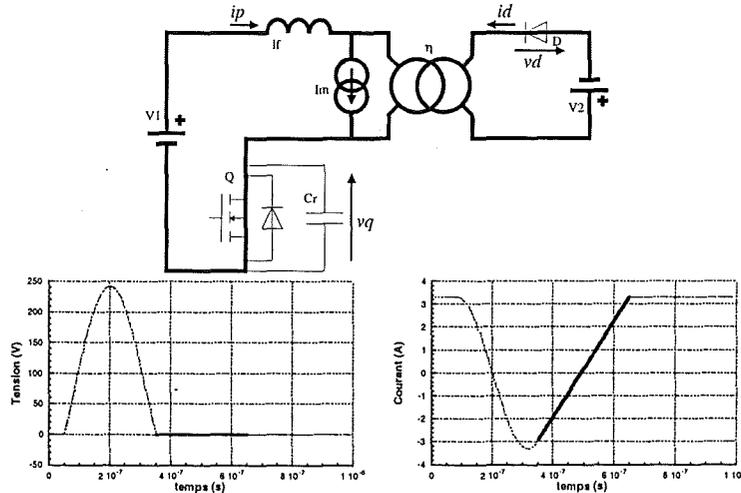


Figure 5 Phase 3.

On trouve :

$$V1 - Lf \cdot \frac{d ip(t)}{dt} + \frac{V2}{\eta}$$

$$ip(t) = \frac{1}{Lf} \cdot \int \left( V1 + \frac{V2}{\eta} \right) dt$$

$$ip(t) = V1 \cdot (y + 1) \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lf}} \cdot (\omega \cdot t + \sqrt{x^2 - 1})$$

$$vq(t) = 0$$

$$id(t) = \frac{V1 \cdot (y + 1)}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lf}} \cdot (x - \omega \cdot t + \sqrt{x^2 - 1})$$

$$id(t) = 0$$

L'annulation du courant dans la diode termine cette phase.

$$id(t3) = 0 \Rightarrow t3 = \frac{1}{\omega} \cdot (x + \sqrt{x^2 - 1})$$

◆ Phase 4 :

L'interrupteur reste fermé et la diode se bloque. Aucune équation n'est à résoudre, le circuit (Figure 6) n'est composé que de sources continues. Les formes d'ondes n'évoluent donc pas pendant cette phase.

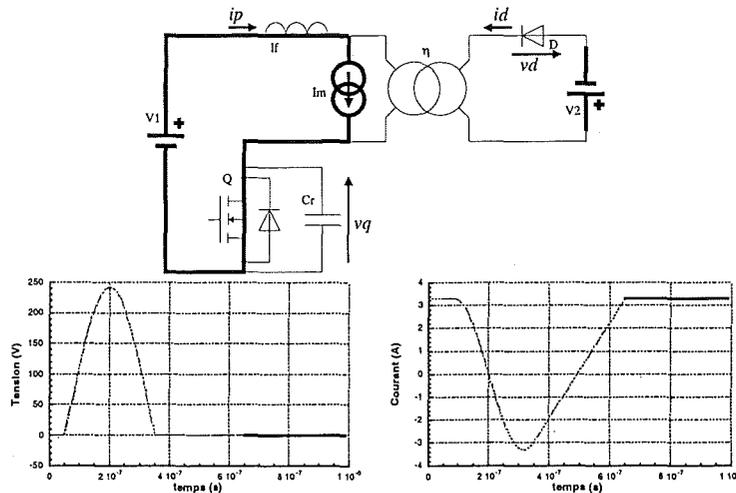


Figure 6 Phase 4.

$$i_p(t) = V_1 \cdot (y + 1) \cdot x \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_f}}$$

$$v_q(t) = 0$$

$$i_d(t) = 0$$

$$v_d(t) = -\eta \cdot V_1 \cdot (y + 1)$$

Nous retrouvons donc l'état initial par lequel on a commencé l'étude. Un nouveau cycle peut maintenant démarrer par l'ouverture de l'interrupteur. Cette phase n'étant pas limitée en temps, sa durée est déterminée par la période 'T' de fonctionnement et fournit l'équation suivante :

$$t_4 = T - t_1 - t_2 - t_3$$

Nous avons de cette façon décrit quelques formes d'ondes internes au circuit, celles-ci sont décrites en fonction de l'état des composants actifs (Interrupteur, Diode), donc en dépendance de la commande. Le lien des grandeurs de sortie avec la commande est effectué en exprimant la courant de sortie par la moyenne du courant dans la diode.

$$I_2 = I_{dmoy} = \int_0^T i_d(t) dt$$

$$x = \frac{\eta}{V_1} \cdot \sqrt{\frac{L_f}{C_r}} \cdot I_{dmoy}$$

L'intégration du courant par phases de fonctionnement et la substitution des temps par les expressions des durées permet d'extraire la variable réduite 'y' (expression du courant de sortie).

Cette expression  $y = f(x, f_s)$  est la caractéristique de sortie du convertisseur, la fréquence de fonctionnement apparaît comme un paramètre.

$$y = \frac{2 \cdot \pi}{\pi + \arcsin\left(\frac{1}{x}\right) + \frac{1}{2 \cdot x} + x + \sqrt{x^2 - 1}} \cdot \frac{f_r}{f_s} - 1$$

fréquence de résonance:  $f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_r}}$   
 fréquence de commande:  $f_s = \frac{1}{T}$

### 1.1.3 CHOIX DU POINT DE FONCTIONNEMENT.

Maintenant il reste à effectuer le dimensionnement de ce montage. A partir du cahier des charges et si nécessaire des contraintes physiques, la valeur des composants passifs et les caractéristiques des semiconducteurs devront être fixées.

Dans ce cas, le cahier des charges est librement choisi, il rentre dans le cadre de ce qui est habituel dans le domaine des alimentations à découpage de faible puissance.

- Cahier des charges.

Tension d'entrée:	V1 = 48 V
Tension de sortie:	V2 = 12 V
Puissance nominale	P2 = 60 W ⇒ I2 = 5 A

Sachant que dans un premier temps une optimisation n'est pas possible la fréquence de fonctionnement est également donnée. On aimerait pouvoir fonctionner aux environs du MHz.

Fréquence de commande  $f_s \cong 1 \text{ MHz}$

L'étude précédente nous livre les équations qui fixent les règles de fonctionnement de la structure.

$x = \frac{\eta \cdot I_2}{V_1} \cdot \sqrt{\frac{L_f}{C_r}}$	$y = \frac{V_2}{\eta \cdot V_1}$	$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_r}}$
$y = \frac{2 \cdot \pi}{\pi + \arcsin\left(\frac{1}{x}\right) + \frac{1}{2 \cdot x} + x + \sqrt{x^2 - 1}} \cdot \frac{f_r}{f_s} - 1$		

A part la fréquence de commande ( $f_s$ ), il y a trois inconnues qui définissent le point de fonctionnement nominal.

Le rapport de transformation	' $\eta$ '.
L'inductance de résonance ou de fuite	' $L_f$ '.
La capacité de résonance	' $C_r$ '.

Les données du cahier des charges ne permettent pas de fixer le point de fonctionnement dans la caractéristique de sortie et donc de déterminer les trois variables de ce montage. Lors de la phase d'optimisation, il sera d'ailleurs assez aisé de voir quelles sont les grandeurs critiques.

### 1.1.3.1 DIMENSIONNEMENT THEORIQUE.

Les caractéristiques de sortie en variable réduite permettent de bien illustrer ce problème. Il s'agit donc de fixer le point de fonctionnement nominal dans le plan  $xy$ .

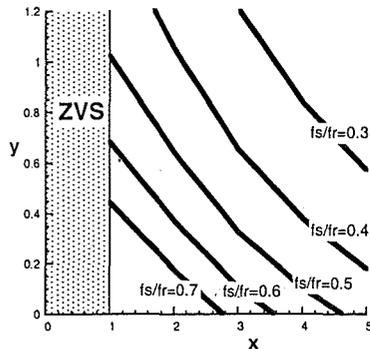


Figure 7 Caractéristique de sortie.

Avec le choix de ce point, les trois éléments seront fixés et donc également l'amplitude des formes d'ondes et les temps respectifs de chaque phase.

L'unique contrainte émanant du fonctionnement est la commutation en Thyristor-dual (Mode ZVS). Comme nous l'avons déjà remarqué la commutation douce en ZVS est uniquement garantie au delà d'un courant minimal. Cette contrainte émane de la condition de passage de la phase 2 à la phase 3. En variables réduites cette frontière est donc

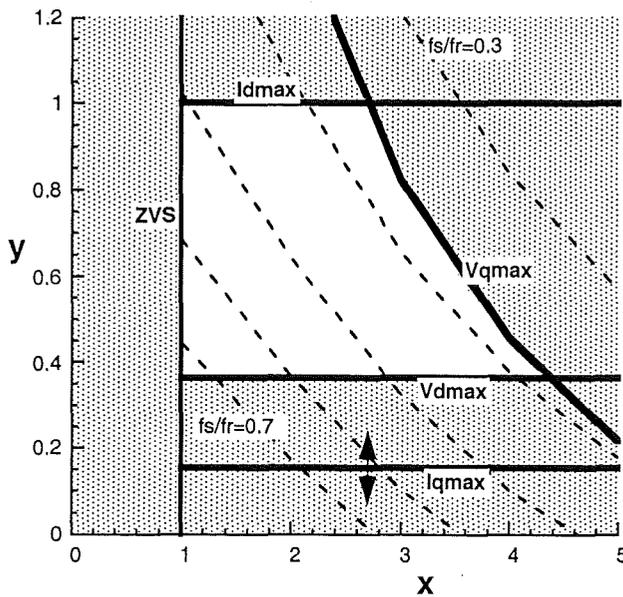
définie par la valeur de  $x > 1$ . Avec cette unique contrainte le domaine de choix du point de fonctionnement reste très vaste. D'autres contraintes liées au dimensionnement vont nous permettre de réduire l'espace utilisable dans le plan  $xy$ . Ceci provient du choix des semiconducteurs, ou par un choix délibéré sur certaines valeurs de contraintes.

Nous allons donc utiliser les limitations des composants actifs afin de circonscrire une aire de fonctionnement possible (Figure 8). Nous avons choisi de fixer les frontières de fonctionnement à partir des différentes valeurs maximales de la tension et du courant des composants. En effet, pour la plupart des semiconducteurs, la valeur crête du courant n'est pas un paramètre dimensionnant (exception faite pour le transistor bipolaire). Le seul paramètre dimensionnant est la température de la puce qui résulte à la fois de la qualité thermique de l'assemblage et des courants moyens ou efficaces. L'introduction de contraintes sur le courant moyen et efficace serait par conséquent plus approprié. L'expression de ces grandeurs est assez complexe et les valeurs maximales donnent tout de même une bonne indication sur l'ordre de grandeur et le sens de leur évolution. Dans le dernier chapitre nous reviendrons sur le problème de l'optimisation. Le problème sera abordé de manière informatique et permettra de prendre en compte les valeurs moyennes et efficaces. Nous nous contentons pour la suite, des indications des valeurs maximales.

**Tableau 2 Limitations du domaine de fonctionnement.**

Tension et courant maximal de l'interrupteur.	Tension et courant maximal de la diode.
$y < \frac{Vq \max}{V1 \cdot (1+x)} - 1$ $y > \frac{I2 \cdot V2}{Iq \max \cdot V1 - I2 \cdot V2}$	$y > \frac{V2}{Vd \max - V2}$ $y < \frac{Id \max}{2 \cdot I2} - 1$

L'espace résultant est illustré en 'Figure 8', on peut remarquer que maintenant cet espace est borné des quatre cotés.



**Figure 8 Caractéristique de sortie avec les limites de l'aire de fonctionnement.**

Il faut maintenant choisir le point de fonctionnement dans cet espace de dimensionnement. Il serait maintenant utile d'effectuer une optimisation du point de fonctionnement en tenant compte de la plage de variation du courant de sortie, des pertes globales du montage et du niveau de perturbations CEM. N'étant à ce stade pas capable de faire une telle optimisation, nous sommes contraints à faire un choix un peu arbitraire de ce point de fonctionnement. Le seul critère que nous pouvons intégrer dans

ce choix est la plage de variation du courant de sortie qui doit être maximale et donc la recherche de la valeur maximale de 'x'. Le point de fonctionnement va donc se trouver sur la courbe définissant la limite 'Vqmax'.

La valeur de y est également contrainte, sa valeur maximale est bornée par 'Idmax' et la valeur minimale est fixée soit par 'Vdmax' ou par 'Iqmax'.

Il faut cependant rester prudent sur l'évolution des contraintes en fonction des grandeurs réduites. Lorsqu'on change le point de fonctionnement, on change également la relation entre le point nominal en valeur réduite et le point de fonctionnement réel (12V; 5A). C'est pourquoi nous allons vérifier en montrant l'influence sur les paramètres du montage, du rapport de transformation ( $\eta$ ), de l'inductance de fuite ( $L_f$ ) et de la capacité de résonance ( $C_r$ ). En 'Figure 9' nous avons donc illustré l'évolution de ces paramètres en parcourant la courbe

' $V_{qmax}$ ' entre les bornes données par ' $I_{dmax}$ ' et ' $V_{dmax}$ ' en fonction de ' $y$ '. Les fonctions de ' $x(y)$ ' et de ' $f_s/f_r(y)$ ' permettent de plus facilement se repérer par rapport à la caractéristique de sortie.

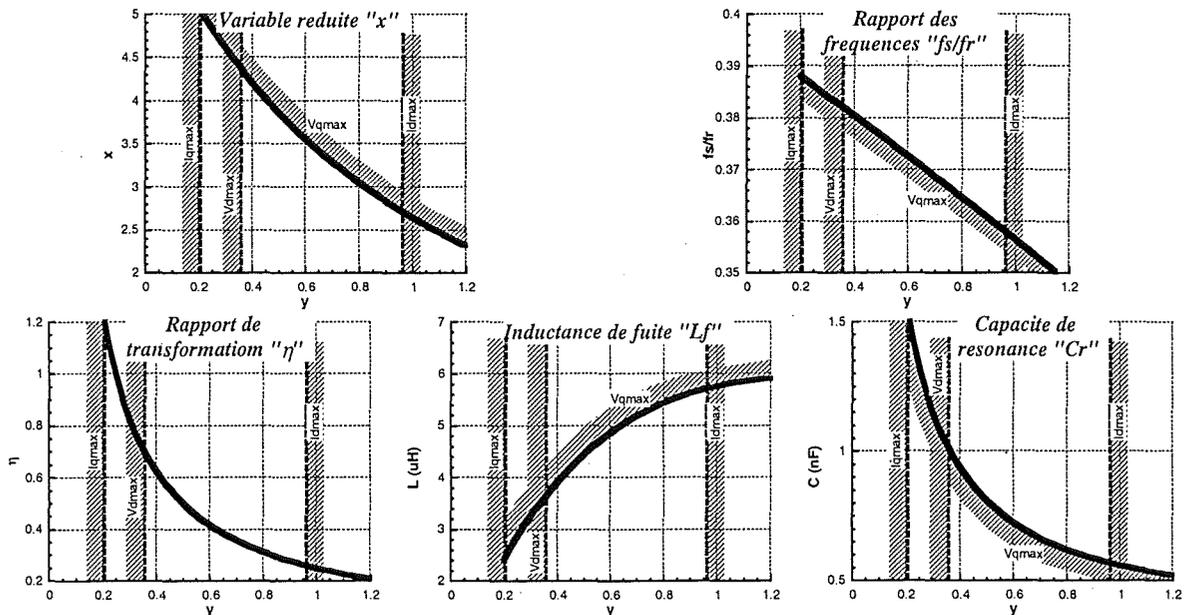


Figure 9 Illustration des contraintes par rapport au degré de libertés.

Seul le rapport de transformation est indépendant de la tension maximal sur l'interrupteur ( $V_{qmax}$ ). D'ailleurs on s'en rend compte avec la définition de la valeur réduite ' $y$ ', le rapport de transformation ' $\eta$ ' est inversement proportionnel à ' $y$ '. Pour les autres grandeurs la courbe est fixée par la tension ' $V_{qmax}$ '.

On peut remarquer que pour l'inductance de fuite la courbe donne la valeur maximale et que dans le cas de la capacité, il s'agit de la valeur minimale ce qui est logique.

Le sens de l'augmentation des contraintes est indiqué par la zone hachurée. Cette indication permet de voir l'évolution qualitative des contraintes par rapport au choix du point de fonctionnement.

Comme dans le cas de ce montage nous sommes en commutation douce, la contrainte de tension n'a pas d'influence sur les pertes. A part une marge de sécurité, il n'est donc pas intéressant d'éloigner le point de fonctionnement des frontières de tension. Par contre pour les courants, conditionnant les pertes, une diminution maximale des contraintes est souhaitable.

Il nous faut maintenant faire un choix à partir de ces informations.

La plage de fonctionnement maximale est atteinte pour ' $x$ ' maximal: Cette contrainte donne un point proche de ' $V_{qmax}$ ' et de ' $y_{min}$ '.

Diminution des contraintes de courant: Le point de fonctionnement est choisi à peu près au milieu entre les deux frontières (contraintes de courant contradictoires).

### 1.1.3.2 DIMENSIONNEMENT PRATIQUE.

- **Choix de l'interrupteur:**

A des fréquences élevées (1 MHz) la technologie impose de toute façon un interrupteur de technologie MOS. L'équation décrivant la limite de tension ( $V_{qmax}$ ) démontre une possibilité d'accroissement de l'espace de dimensionnement avec la tension. Néanmoins il nous a semblé raisonnable de ne pas choisir des composants dans des gammes de tension les plus élevées (600 V, 800 V). Ces composants ont des résistances internes ( $R_{dson}$ ) très élevées et augmentent donc les pertes par conduction de façon exagérée.

L'interrupteur MOS 'IRF 740' a été choisi, sa tension limite est de 400 V. Avec une marge de sécurité de 50 V, la frontière est donnée avec  $V_{qmax} = 350$  V.

Hormis une dérive du point de fonctionnement du montage induite par une altération de la valeur de certains composants avec la température par exemple, la tension crête d'un interrupteur peut être choisie très proche de la tenue en tension du composant. Les formes d'onde sont bien contrôlées et les éléments parasites liés à la circuiterie ou aux semiconducteurs sont intégrés d'emblée dans le mode de fonctionnement. Ce qui n'est pas le cas de la commutation dure, où l'inductance de la maille de commutation n'est connue qu'une fois l'implantation réalisée et que sa valeur peut remettre en cause le fonctionnement du convertisseur.

Comme souligné précédemment l'expression du courant efficace étant compliqué, le critère du courant maximal permet de se faire une idée de son influence. Le courant maximal est fixé à  $I_{qmax} = 10$  A.

- **Choix de la diode:**

L'utilisation de diodes Schottky au secondaire permet d'éviter les problèmes de recouvrement et donc des pertes par commutation supplémentaires. Des fréquences de l'ordre du MHz exigent de la rigueur sur toutes les origines de pertes dépendantes de la fréquence (pertes par commutation).

Le choix s'est donc porté sur la diode 'MBR 2545'.

Pour cette diode nous fixons la tension maximale à  $V_{dmax} = 45$  V et le courant maximal à  $I_{dmax} = 20$  A.

Avec le choix de ces composants, l'espace de dimensionnement est maintenant défini. Le choix de la variable réduite  $y$  est contraint entre les frontières définies par ' $V_{dmax}$ ' et ' $I_{dmax}$ '.

Nous avons donc ' $y_{min}(V_{dmax}) = 0.36$ ' et ' $y_{max}(I_{dmax}) = 1$ '.

- ◆ La frontière définie par 'Iqmax' ne délimite pas cet espace de dimensionnement, par contre sa valeur est tout de même intéressante afin de minimiser les courants 'y min(Iq max) = 0.14'.
- ◆ La valeur de 'xmax' et donc la plage de variation du courant de sortie est contraint par 'Vqmax'. 'Vqmax' n'étant pas constant sur 'y', 'xmax' peut varier entre '2.65 ≤ x max ≤ 4.36' avec la valeur la plus élevée pour 'y = y min'.

Le choix des semiconducteurs a permis de délimiter le choix du point de fonctionnement. Deux contraintes ont été définies dans la partie théorique, une plage de variation maximale du courant de sortie et des courants minimaux dans les semiconducteurs. La première contrainte sur la plage de variation donne comme point de fonctionnement : y = 0.36; x = 4.36

La seconde contrainte sur les courants ne donne pas un point précis, un regard sur l'évolution des contraintes de courant (Figure 10) avec 'y' va nous aider pour ce choix.

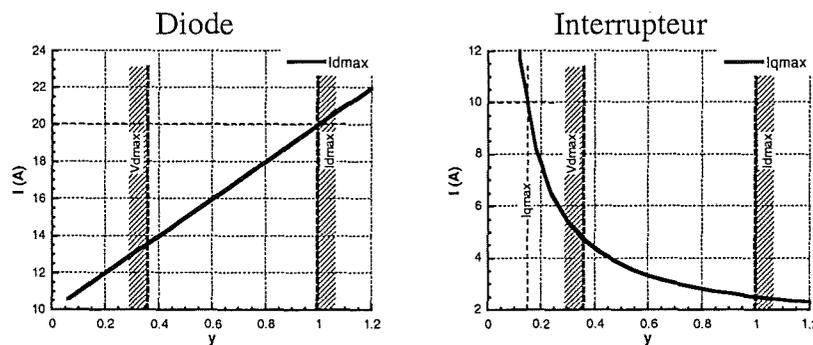


Figure 10 Variation des contraintes de courant avec 'y'.

La contrainte sur le courant de l'interrupteur est représentée par une hyperbole, et celle du courant de diode est décrite par une droite. La décroissance de l'hyperbole étant au départ très importante l'intérêt d'augmenter 'y' est justifié. Dans le domaine de dimensionnement il n'est par évident de faire un choix, cela va beaucoup dépendre du poids des différentes grandeurs dans le calcul des pertes (rapport de transformation encore inconnu).

Maintenant il faut se fixer une marge de sécurité par rapport à cette tension. Autant sur la tension d'interrupteur la marge de sécurité de 50V ne pose pas de problème (cette tension est définie par une oscillation bien maîtrisée par une résonance) il est difficile d'évaluer la marge nécessaire pour la tension de diode. Au blocage de la diode, la tension statique finale de celle-

ci est donnée par :  $v_d = -V_2 \cdot \left(1 + \frac{1}{y}\right)$ . La surtension dynamique peut être beaucoup plus

importante et doit être intégrée dans le dimensionnement..

Finalement la valeur de 'y' est fixée à : y = 0.6, ce qui donne comme marge pour la surtension :  $V_{dmax} - v_d(t_4) = 13 \text{ V}$

A la tension 'Vqmax' de 350V on trouve alors pour 'x':  $x = 3.56$

Pour ce point de fonctionnement on a récapitulé les différentes grandeurs dans le 'Tableau 3'.

**Tableau 3 Point de fonctionnement à partir de 'y' et de 'Vqmax'.**

Variables réduites	Paramètre de fonctionnement	Contraintes
$y = 0.6$ $x = 3.56$	$\eta = 0.416$ $L_f = 4.86 \mu\text{H}$ $C_r = 724 \text{ pF}$ $f_r = 2.68 \text{ MHz}$	$V_{q\text{max}} = 350 \text{ V}$ $i_{q\text{max}} = 3.33 \text{ A}$ $v_{d\text{max}} = 32 \text{ V}$ $i_{d\text{max}} = 16 \text{ A}$

Il est clair que tout le dimensionnement que nous avons décrit est basé sur le choix de 'y' pour déduire les autres paramètres.

- ◆ Une des raisons pour cela est la facilité de la gestion des contraintes, trois contraintes sont constantes sur 'y'.
- ◆ Un autre point est la dépendance directe du rapport de transformation avec 'y'.
- ◆ Un dernier point, lié au précédent, est un problème de réalisation pratique.

Le transformateur est en soit un composant difficile à maîtriser, à ce stade de l'étude nous sommes incapables de prédire ses caractéristiques complètes (l'inductance de fuite en particulier). Il nous faut donc procéder par étapes. Le rapport de transformation est un des points que nous contrôlons aisément. Par contre, il n'est pas possible de réaliser toutes les valeurs souhaitées, surtout en HF, où les transformateurs ne comportent que peu de spires. Le dimensionnement du transformateur fixera donc des valeurs discrètes de rapport de transformation et par conséquent de 'y' ( $\eta = N_2/N_1$  dans un certain cadre on peut obtenir par exemple 5/18, 4/18 ou 6/18 etc.). Seulement après la connaissance du nombre de spires par enroulement ( $N_1$ ,  $N_2$ ) il sera possible d'ajuster la valeur de l'inductance de fuite 'L<sub>f</sub>'. Sans moyen mathématique de détermination, la seule approche consiste en une succession de réalisations et une vérification par la mesure. Cette approche n'est toutefois entièrement fortuite puisque l'on sait que l'inductance de fuite augmente avec l'espace entre les enroulements.

Finalement seule la capacité de résonance 'C<sub>r</sub>' permet d'affiner le point de fonctionnement. La procédure de partir de la détermination de 'y' semble donc l'unique démarche possible.

Dans ce dimensionnement pratique, après le choix des interrupteurs et une déduction théorique du point de fonctionnement il reste à effectuer le dimensionnement du transformateur. La démarche pour un tel dimensionnement est la suivante:

- **Transformateur**

Ce transformateur est conçu pour une puissance de  $P = 60\text{W}$  et une fréquence de fonctionnement aux environs du MHz. Un rapport de transformation de  $\eta = 0.416$  a été déterminé par calcul (Tableau 3).

Le fonctionnement du transformateur du Flyback est basé sur le transfert d'énergie indirect. C'est à dire, l'énergie stockée dans le circuit magnétique par l'enroulement primaire est récupérée par l'enroulement secondaire à un autre instant. La puissance transmise de cette manière peut s'exprimer comme suit :

$$P = \left( \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{\max}^2 - \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{\min}^2 \right) \cdot f_s .$$

Connaissant la forme en dent de scie du courant, on peut facilement exprimer le courant par le biais de sa moyenne (courant magnétisant ' $I_m$ ') et l'amplitude de sa variation ' $\Delta i$ '. Pour l'instant la valeur de ' $\Delta i$ ' ne peut être fixée qu'arbitrairement mais dans un processus d'optimisation automatique il peut être ensuite possible d'analyser son influence sur les autres contraintes (pertes dans le transformateur, la relation avec le volume, la CEM) En fixant l'amplitude de variation ( $\Delta i = 10\%$ ) et avec la connaissance du courant magnétisant ( $I_m = P/V_1 + \eta \cdot I_2 = 3.33\text{A}$ ) on peut déduire l'inductance magnétisante.

$$L_m = \frac{P}{I_m \cdot \Delta i \cdot f_s} = 54 \mu\text{H}$$

En fixant une densité de courant ( $J = 5\text{A/mm}^2$ ) et connaissant les courants efficaces dans les enroulements tout en prenant en compte de l'épaisseur de peau ( $\delta = 70\text{ }\mu\text{m}$  à 1 MHz) nous pouvons faire le choix des conducteurs :

Au primaire :            Fil de Litz     200 brins de  $70\text{ }\mu\text{m}$  de diamètre

Au secondaire:        fil identique mais avec 2 conducteurs en parallèle.

Pour le choix du matériau, optant plus sur le principe que sur la réalisation d'un prototype haut de gamme, nous avons choisi du 3C8 le plus facilement disponible dans notre cas. L'utilisation du 3F3 (plus approprié) est bien sûr possible quoique son prix assez élevé ne peut justifier son utilisation dans une alimentation grand public.

Bien sûr, en choisissant le 3C8, la diminution de l'induction s'impose sérieusement. En fixant l'induction maximale ( $B_m = 17\text{ mT}$ ) on peut déduire des pertes fer volumiques d'environ  $0.2\text{ W/cm}^3$ , ce qui est tout à fait acceptable (pertes volumiques comprises entre  $0.1$  et  $0.5\text{ W/cm}^3$ ).

A partir des abaques constructeurs et des calculs de dimensionnement [Ferrieux-95] le noyau ETD34/17/11 en 3C8 avec un entrefer de 0.5mm a été sélectionné. Le volume effectif du noyaux permet maintenant d'estimer les pertes magnétiques du transformateur :  $P_{fer} < 1.6W$ .

Le nombre de spires est déduit à partir des données constructeur.

$$\text{Avec } Al = 230 \text{ nH : } N1 = \sqrt{\frac{Lm}{Al}} = 15.3 \Rightarrow N1 = 16$$

$$N2 = N1 \cdot \eta = 6.66 \Rightarrow N2 = 7$$

Toutes les connaissances nécessaires à la réalisation du transformateur sont maintenant rassemblées. Avec les nouvelles données ( $\eta = N2/N1 = 0.438$ ) on peut recalculer un point de fonctionnement, à cause du faible nombre de spires au primaire comme au secondaire, il vaut mieux attendre la réalisation pour accorder le point de fonctionnement ( $L_f$ ,  $C_r$ ). Par contre en fixant le nombre de spires on intervient sur le champ maximal et donc les pertes estimées. A partir de l'équation de 'Boucherot' on déduit une nouvelle induction maximale ( $B_m = 7 \text{ mT}$ ) ce qui permet, à partir des abaques, d'obtenir les pertes fer ( $P_{fer} = 0.28 \text{ W}$ ).

### 1.1.3.3 REALISATION.

La mise en œuvre du point de fonctionnement théorique n'est pas simple, deux des paramètres de dimensionnement dépendent de la réalisation du transformateur. Comme on vient de le voir les contraintes de dimensionnement du transformateur ne laissent pas beaucoup de liberté sur le choix du rapport de transformation. Le réglage de l'inductance de fuite se fait par approche successive en faisant varier l'espace entre les enroulements. Nous aboutissons après deux essais à un transformateur qui présente les caractéristiques suivantes (identifiées avec le pont d'impédances HP-4194A) :

$$\eta = 0.41, \quad L_m = 59.9 \mu\text{H} \text{ et } L_f = 4 \mu\text{H}$$

Cette démarche étant assez fastidieuse et la performance absolue n'étant pas le but recherché dans ce premier prototype ces caractéristiques nous suffisent.

A partir de ces données un nouveau point de fonctionnement peut être déduit.

**Tableau 4 Point de fonctionnement avec ' $\eta$ ' et ' $L_f$ ' donnés.**

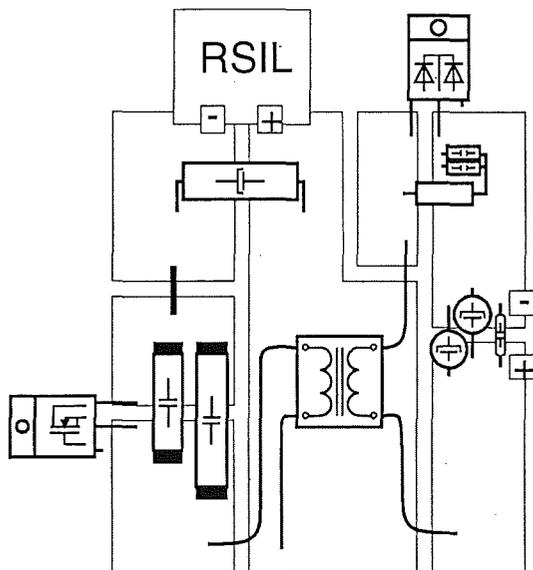
Variables réduites	Paramètre de fonctionnement	Contraintes
$y = 0.61$ $x = 2.2$	$\eta = 0.41$ $L_f = 4 \mu\text{H}$ $C_r = 1.5 \text{ nF}$ $f_r = 2.05 \text{ MHz}$	$V_{q\text{max}} = 255 \text{ V}$ $i_{q\text{max}} = 3.3 \text{ A}$ $v_{d\text{max}} = 31.7 \text{ V}$ $i_{d\text{max}} = 16.1 \text{ A}$

Le dernier élément de réglage est la capacité de résonance réalisée avec deux condensateurs polypropylène en parallèle. Sa valeur (vérifié en mesure) est de  $C_r = 1.48\text{nF}$ .

Les petits écarts entre les valeurs théoriques calculées et les valeurs réelles (valeurs variables avec la fréquence) se répercutent sur la valeur de la fréquence de commande ( $f_s = 0.98 \text{ MHz}$  pour  $1 \text{ MHz}$  préconisée).

Comme nous l'avons dit au blocage de la diode des surtensions risquent de se produire. Une marge d'environ  $13\text{V}$  a été prévue. Sans circuit Snubber cette surtension est nettement plus élevée. Un Snubber sous forme d'un circuit R-C série est disposé en parallèle avec la diode. La détermination des paramètres du Snubber se fait expérimentalement ou par simulation à condition de disposer d'un modèle de diode qui soit suffisamment fiable ce qui n'est pas encore possible à l'heure actuelle.

La maquette réalisée avec le dimensionnement décrit est illustrée en 'Figure 11'.



Interrupteur	Q	IRF 740
Diode	D	MBR 2545
Snubber	R\C	$22 \Omega \setminus 500 \text{ pF}$
Capacités	C1	$94 \mu\text{F}$
	C2	$167 \mu\text{F}$
	$C_r$	$1.48 \text{ nF}$
Transformateur	$L_m$	$60 \mu\text{H}$
	$L_f$	$3.7 \mu\text{H}$
	$\eta$	$0.41$

Les performances pratiques sont :

Au point nominal :		
$V_2=12 \text{ V}, I_2=5 \text{ A}$	$f_s=0.98 \text{ MHz}$	
Puissance minimale :		
$V_2=12 \text{ V}, I_2=3 \text{ A}$	$f_s=1.2 \text{ MHz}$	

**Figure 11 Maquette du Flyback (80% de la taille réelle).**

### 1.1.4 BILAN SUR LE PROTOTYPE (EXPERTISE).

En premier lieu nous allons présenter les formes d'ondes mesurées sur la maquette (Figure 12).

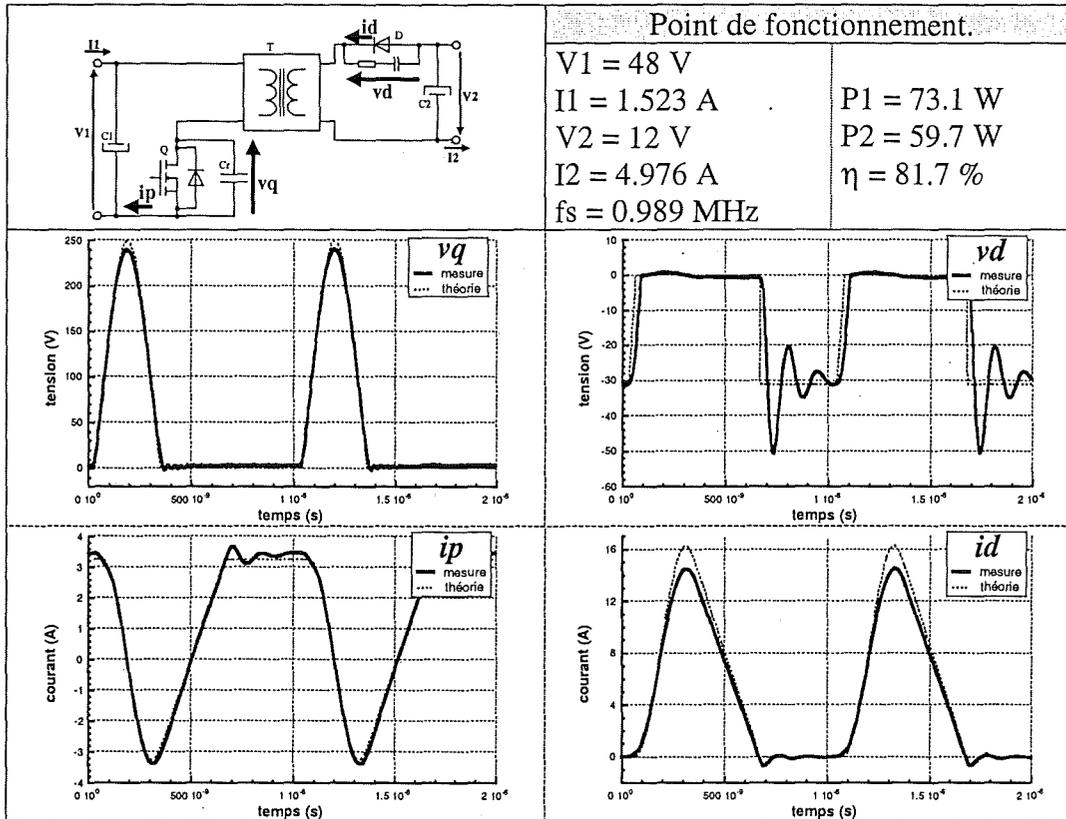


Figure 12 Présentation des mesures effectuées sur la maquette.

On voit que globalement les formes d'ondes correspondent bien à celles déterminées en théorie. Seule la tension de diode présente une oscillation à son blocage maîtrisée par le Snubber. Pour le point de fonctionnement, cette oscillation parasite n'a pas vraiment d'importance.

Les tensions en entrée et en sortie étant continues, il est possible de caractériser le point de fonctionnement avec assez de précision pour pouvoir déduire le rendement global. Il est maintenant intéressant de voir comment les pertes vont se répartir dans les différents composants du montage. Le calcul des puissances à partir de la mesure de tensions et de courants variant rapidement dans le temps n'est pas très aisé en dépit des méthodes de correction qui ont pu être mises en œuvre [Lembeye-97]. La moindre différence de retard entre les différentes sondes fausse la valeur de la puissance de manière importante.

Nous allons par conséquent nous rabattre sur des calculs analytiques de pertes.

- **Pertes dans l'interrupteurs :**

L'interrupteur MOS IRF740 est donné avec une résistance interne de  $R_{dson} = 0.55\Omega$  ( $V_{gs} = 10V$ ;  $I_d = 5.2A$ ).

Les pertes par conduction sont déterminées par l'équation :  $P_q = I_{qrms}^2 \cdot R_{dson}$ .

Avec les commutations à zéro de tension, les pertes par commutation seront considérées comme négligeables.

$$\text{Pertes dans l'interrupteur :} \quad \mathbf{P_q \cong 3.5 \text{ W}}$$

- **Pertes dans la diode :**

Les données constructeurs concernant la diode Schottky MBR 2545 sont  $V_0 = 0.4V$  et  $R_d = 11m\Omega$ .

Les pertes dans la diode se calculent avec :  $P_d = V_0 \cdot I_{dmoy} + R_d \cdot i_{drms}^2$ .

$$\text{Pertes dans la diode :} \quad \mathbf{P_d \cong 2.6 \text{ W}}$$

Les pertes dans le Snubber sont déduites de la simulation:

$$\text{Pertes dans le Snubber :} \quad \mathbf{P_s \cong 0.34 \text{ W}}$$

- ◆ **Pertes dans le transformateur :**

Le calcul des pertes cuivres dans le transformateur est basé sur le développement effectué dans le chapitre 2 qui traite des transformateurs. Nous allons ici donc uniquement donner le résultat.

$$\text{Pertes cuivre :} \quad \mathbf{P_{tc} \cong 3.2 \text{ W}}$$

En ce qui concerne les pertes fer de grosses incertitudes sur leur détermination persistent. Nous avons d'une part les abaques répandus dans la littérature ou les données constructeur et d'autre part les paramètres issus d'une modélisation en fréquence (chapitre 3). Les abaques constructeur ne livrent plus d'information pour ce matériau à de telles fréquences. Par extrapolation nous obtenons pour un champ maximal de 7 mT des pertes d'environ 0.28 W. La modélisation à partir des mesures donne une résistance parallèle de ' $R_p = 5 \text{ k}\Omega$ '. Avec la tension sur l'inductance magnétisante on obtient des pertes de 0.3 W.

$$\text{Pertes fer :} \quad \mathbf{P_{tf} \cong 0.3 \text{ W}}$$

- ◆ **Pertes dans les condensateurs :**

Usuellement, on considère les pertes dans les condensateurs comme négligeables. Dans notre cas, vue la fréquence élevée et les courants alternatifs importants dans les condensateurs, nous sommes obligés d'en tenir compte. Ces éléments constituent dans

notre application une réelle limitation de la montée en fréquence. A partir du diagramme de Bode obtenu expérimentalement 'Figure 13', nous avons identifié un modèle R-L-C série qui permet une évaluation rapide des pertes dans le condensateur. Connaissant le courant efficace les pertes se calculent donc de la manière suivante :

$$P_c = I_{crms}^2 \cdot R_c$$

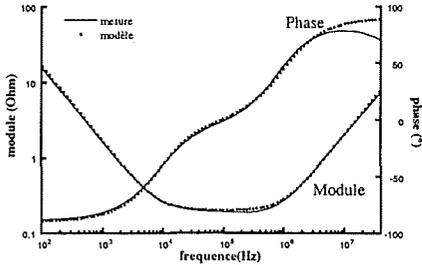


Figure 13 Diagramme de Bode d'un condensateur.

Nous avons relevé les valeurs suivantes :

Condensateur d'entrée (C1) :  $R_{c1} = 200 \text{ m}\Omega$

Ce qui donne des pertes de :  $P_{c1} \cong 1.1 \text{ W}$

Condensateur de résonance (Cr) :  $R_{cr} = 108 \text{ m}\Omega$

Les pertes sont :  $P_{cr} \cong 0.2 \text{ W}$

Condensateur de sortie (C2) :  $R_{c2} = 15 \text{ m}\Omega$

Avec des pertes de :  $P_{c2} \cong 0.46 \text{ W}$

Ce modèle est certainement grandement insuffisant [Seguin-96] cependant, les modèles beaucoup plus complexes donne une précision qui peut être illusoire car l'identification au pont d'impédance reste insuffisante (mesure au calorimètre).

#### ◆ Pertes totales

Par le calcul analytique nous aboutissons à des pertes globales:  $P_{tot} = 11.7 \text{ W}$ .

Ce qui nous fait au point nominal ( $P_2 = 60 \text{ W}$ ) un rendement théorique de :

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_{tot}} \cong 0.84$$

Ce chiffre est à rapprocher de celui obtenu expérimentalement : 81.7 %

L'ordre de grandeur par rapport à la mesure est par conséquent très correct.

On peut donc penser que la répartition des pertes est également respectée.

Comme on pouvait le supposer, la majeure partie des pertes est provoquée par les semi-conducteurs et le transformateur. Par contre, le pourcentage des pertes dissipées dans les condensateurs est loin d'être négligeable. Plusieurs actions peuvent être envisagés pour augmenter le rendement, d'une part on peut agir sur les pertes à travers le point de fonctionnement (faible latitude), et d'autre part en agissant sur les composants comme on va le voir un peu après. Dans ce cas on se heurte au problème majeur du coût.

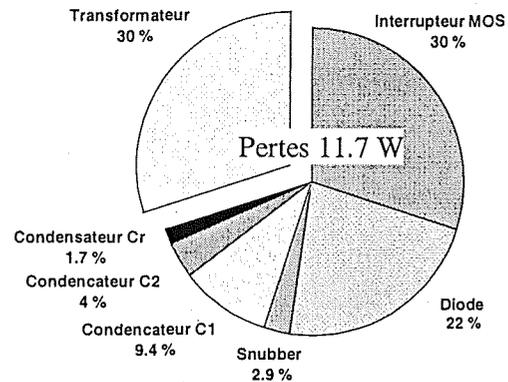


Figure 14 Pertes dans le Flyback.

Pour le transistor Mosfet (30 % des pertes globales), il faut réduire la densité de courant par l'augmentation de son calibre ou par la mise en parallèle de 2 Mosfet.

Pour les condensateurs, la mise en parallèle est aussi la seule solution et de plus elle peut améliorer le comportement fréquentiel de l'ensemble condensateur.

En ce qui concerne le transformateur, le choix d'un matériau tel que le 3F3 beaucoup plus performant en fréquence accroît très nettement le coût mais semble ne pas avoir d'incidence très importante sur les pertes (de l'ordre du W). En revanche le volume pourrait être plus faible.

Les pertes cuivres quant à elles occupent une telle proportion et c'est prioritairement dans cette direction qu'il faut travailler.

### **1.1.5 CONCLUSION.**

L'étude classique de cette structure à résonance nous a permis de mieux identifier les problèmes qui se posent lors de la conception, y compris technologique de ce type d'alimentation à découpage. Nous avons essayé de bien mettre en relief les difficultés et les grandes limitations d'une telle démarche sans recours à un processus informatique d'optimisation. Il est certain que les problèmes rencontrés vont permettre de mieux fixer le cahier des charges d'un tel logiciel et révéler pleinement le niveau de complexité des problèmes qu'il aura à traiter.

L'approche reste toujours extrêmement laborieuse avec l'étude de la structure et nous avons également profité de cet exemple pour quantifier les pertes ou rationaliser le choix de telle ou telle solution technologique.

## 1.2 LE FORWARD.

L'étude puis ensuite le dimensionnement des structures à commutation forcée paraît toujours assez simple dans la mesure où les instants de commutation des semiconducteurs sont dépendants de la commande et donc bien connus. Nous allons voir grâce à ce convertisseur Forward que si une étude simplifiée avec des interrupteurs et des composants idéaux (transformateur) reste relativement simple et facile tout en permettant la compréhension du fonctionnement global du convertisseur, le fonctionnement fin, c'est-à-dire la prise en compte des moindres phénomènes parasites reste extrêmement délicat. Malheureusement, cette approche minutieuse est importante pour aboutir à une conception la plus soignée possible et bien sûr à des performances optimales que ce soit sur le plan des pertes ou de la signature CEM du convertisseur. Cette étude très approfondie peut déboucher sur des choix astucieux de composants semi-conducteurs (diodes Schottky pour le redresseur du secondaire).

Très rapidement on vient à constater que des modèles simples à la fois de semiconducteurs et de transformateur que l'on pourrait utiliser dans un raisonnement qualitatif pour obtenir "l'allure" des formes d'ondes pendant les commutations sont très insuffisants. Dans une première démarche d'analyse des phénomènes, on aimerait pouvoir travailler uniquement sur des cellules de commutation dont on maîtrise bien le fonctionnement qualitatif. Il reste difficile de choisir à priori la complexité de modèles à mettre en œuvre pour une analyse pertinente. Il est ensuite possible de se lancer dans des simulations longues mettant en œuvre des modèles raffinés de composants afin d'obtenir cette fois quantitativement les contraintes instantanées.

Pour ce convertisseur cette démarche échoue rapidement et on doit s'appuyer sur l'expérimentation pour tenter avec un outil de simulation d'expliquer les différences observées lors de la commutation. Cette démarche que nous avons conduite avec le logiciel SPICE utilise le modèle de diode SPICE qui n'est bien sûr pas satisfaisant à tous les égards mais qui présente quand même l'avantage de comporter les phénomènes principaux que l'on rencontre dans la commutation.

En conclusion, il n'est pas toujours évident sur ce type d'alimentation d'attribuer telle manifestation parasite (surcourant, surtension) à telle type d'interaction entre un élément parasite d'un composant passif (câblage ou transformateur) et les semiconducteurs. Par ailleurs, la présence de phases de conduction discontinue (absence de courant dans les semiconducteurs d'une cellule de commutation) rend l'analyse du problème encore plus délicate.

Au cours de ce paragraphe, nous allons essayer de décomposer chaque commutation en faisant bien apparaître la cellule de commutation sollicitée ainsi que la succession de chaque phase induite par les comportements parasites des semiconducteurs.

### 1.2.1 CHOIX ET PRÉSENTATION DU MONTAGE.

Le Forward est dans le cadre des alimentations à découpage à isolation galvanique le montage plutôt utilisé pour les puissances importantes. Le nombre de composants (semiconducteurs) le pénalise dans les faibles puissances, par contre le transfert d'énergie direct l'avantage quand la puissance augmente.

Le transfert d'énergie se faisant uniquement en direct, il est nécessaire sur une période de fonctionnement d'évacuer l'énergie du circuit magnétique. Un troisième enroulement du transformateur est souvent utilisé à ces fins. Un autre moyen, est l'utilisation d'un demi-pont. Celui-ci permet d'appliquer une tension positive et négative à l'enroulement et donc de générer une tension moyenne nulle sur le transformateur.

L'avantage de la structure en demi-pont est l'utilisation d'un transformateur à deux enroulements seulement.

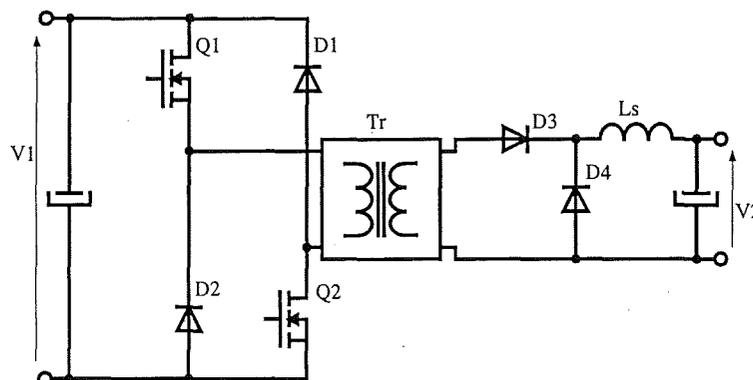


Figure 15 Structure Forward en demi-pont.

Cette structure a donc été choisie dans le cadre de cette étude (Figure 15). Elle est constituée d'un pont avec deux interrupteurs (Q1, Q2) et deux diodes (D1, D2), d'un transformateur à deux enroulements (Tr), d'un redresseur à deux diodes (D3, D4) et d'une inductance de lissage (Ls) en sortie. Des capacités de filtrage en entrée et en sortie stabilisent la tension.

### 1.2.2 CALCUL DU FONCTIONNEMENT IDEAL.

Dans le fonctionnement idéal, nous simplifions le circuit au maximum. C'est à dire que les interrupteurs et les diodes sont considérés parfaits, le transformateur possède un couplage de ' $k = 1$ ' (pas de fuite) et tous les composants ne présentent pas de perte.

Trois phases de fonctionnement peuvent être identifiées, une phase "on" une phase "off" et une phase intermédiaire que nous allons détailler.

◆ **Etat initial :**

Le courant dans les inductances est maximal.

$$I_{m_{\max}} = \frac{V_1}{l_m} \cdot \alpha \cdot T \quad \text{et} \quad I_{s_{\max}} = I_2 + \frac{V_2}{L_s} \cdot \frac{(1-\alpha)}{2} \cdot T$$

◆ **Phase 1 dite "off" :**

Cet état est provoqué par l'extinction des interrupteurs Q1 et Q2. Le courant étant imposé par les inductances, celui de l'inductance magnétisante ( $I_m$ ) commute sur les diodes D1, D2 et le courant de l'inductance de sortie commute sur la diode D4. Nous obtenons de cette manière le circuit en 'Figure 16'.

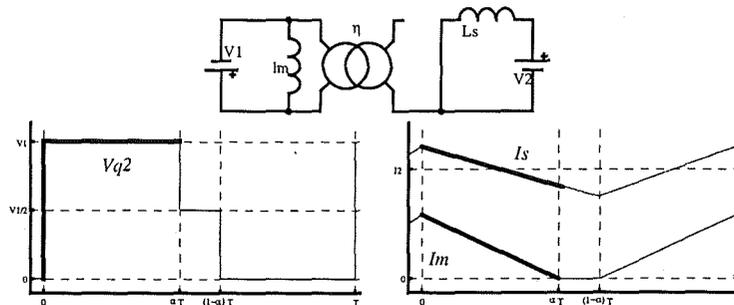


Figure 16 Circuit et courbes de la phase 1.

tension d'interrupteur	courant magnétisant	courant dans l'inductance de sortie
$v_{q2} = V_1$	$i_m(t) = I_{m_{\max}} - \frac{V_1}{l_m} \cdot t$	$i_s(t) = I_{s_{\max}} - \frac{V_2}{L_s} \cdot t$
	$i_m(t) = \frac{V_1}{l_m} \cdot (\alpha \cdot T - t)$	$i_s(t) = I_2 + \frac{V_2}{L_s} \cdot \left( \frac{1-\alpha}{2} \cdot T - t \right)$

Comme nous l'avons vu, pour ne pas saturer le transformateur, la tension moyenne à ses bornes doit être nulle. Cela implique que le courant de magnétisation est discontinu. La fin de cette phase est par conséquent donnée avec l'annulation de ce courant.

$$i_m(t) = 0 \Rightarrow t_1 = \alpha \cdot T$$

◆ **Phase 2 :**

L'annulation du courant magnétisant et donc du courant dans les diodes bloque celles-ci. Le transformateur est déconnecté de la tension d'entrée (Figure 17). Seule l'inductance de sortie est encore en train de se décharger.

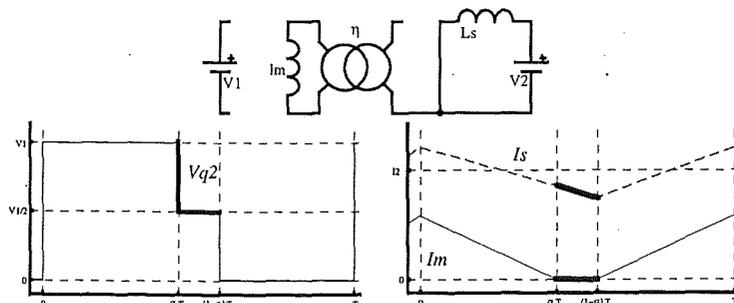


Figure 17 Description de la phase 2.

Le transformateur est totalement déconnecté la tension à ses bornes est donc nulle.

$$v_{q2}(t) = V1/2 \qquad i_m(t) = 0 \qquad i_s(t) = I2 + \frac{V2}{L_s} \cdot \left( \frac{1-3 \cdot \alpha}{2} \cdot T - t \right)$$

Cette phase se termine avec la commande de mise en conduction des interrupteurs. Sa durée est alors de :  $t2 = (1 - 2 \cdot \alpha) \cdot T$

◆ **Phase 3 dite "on" :**

La mise en conduction des interrupteurs Q1, Q2 impose la tension V1 sur les bornes du transformateur, le courant magnétisant va croître. Le courant de l'inductance de sortie commute de la diode D4 sur les deux interrupteurs et augmente également (Figure 18).

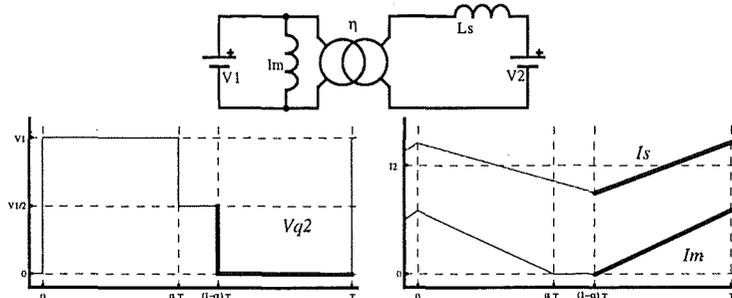


Figure 18 Illustration du fonctionnement de la phase 3.

$$v_{q2} = 0 \qquad i_m(t) = \frac{V1}{L_m} \cdot t \qquad i_s(t) = I2 - \frac{V2}{L_s} \cdot \frac{1-\alpha}{2} \cdot T + \frac{\eta \cdot V1 - V2}{L_s} \cdot t$$

Cette phase se termine par l'ouverture commandée des interrupteurs Q1 et Q2 et donc par la fin de la période. La durée de cette phase est donc :  $t3 = T - t1 - t2$

### 1.2.3 DIMENSIONNEMENT.

#### 1.2.3.1 DETERMINATION THEORIQUE.

Il nous faut donc maintenant déterminer le point de fonctionnement nominal. Par la détermination des caractéristiques de sortie, il est possible de déterminer les paramètres ayant de l'influence sur la sortie.

En reliant une grandeur interne (courant dans l'inductance de sortie "is") à une donnée externe (courant de sortie "I2") la relation entre les grandeurs de sortie et la commande peut être mise en évidence.

$$I_{smoy} = \frac{1}{T} \cdot \int i_s(t) dt$$

En intégrant le courant sur chaque phase de fonctionnement avec leurs durées respectives on arrive à l'expression du courant moyen.

$$I_{smoy} = I_2 + \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot T \cdot \frac{\alpha \cdot \eta \cdot V_1 - V_2}{L_s}$$

Le courant moyen dans l'inductance de sortie étant équivalent au courant de sortie ( $I_{smoy} = I_2$ ), il s'élimine de l'équation. La tension de sortie est par conséquent indépendante du courant de sortie.

$$V_2 = \alpha \cdot \eta \cdot V_1$$

En 'Figure 19' nous avons tracé cette fonction de sortie qui est limitée par l'angle de commande ' $\alpha$ ' ne pouvant dépasser  $\frac{1}{2}$  à cause de la saturation du transformateur.

Ne pouvant prédire la somme des chutes de tension série, il faut garder une marge de sécurité afin que l'on puisse obtenir la tension nominale. C'est pourquoi, le point de fonctionnement nominal est choisi pour ' $\alpha = 0,4$ '. Le rapport de transformation ' $\eta$ ' est maintenant fixé par le cahier des charges.

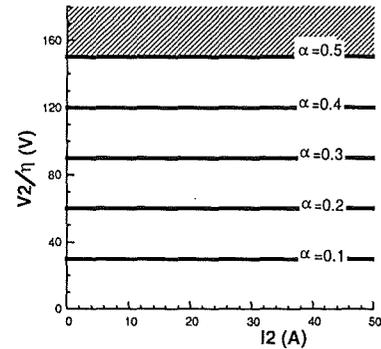


Figure 19 Caractéristiques de sortie  $V_2/\eta = f(I_2)$ .

◆ Cahier des charges du Forward

Tension d'entrée :  $V_1 = 300 \text{ V} - 400 \text{ V}$

Tension de sortie:  $V_2 = 20 \text{ V}$

Puissance nominale:  $P_2 = 1 \text{ kW} \Rightarrow I_2 = 50 \text{ A}$

La fréquence de fonctionnement n'est pas vraiment une contrainte du cahier des charges. Cependant n'étant pas capable à ce stade de faire une optimisation par rapport aux pertes et aux critères CEM, la fréquence a été choisie arbitrairement.

Fréquence de fonctionnement:  $f_s = 100 \text{ kHz}$

Afin de garantir la tension nominale de sortie le rapport de transformation se calcule à partir de la tension d'entrée la plus faible.

Rapport de transformation :  $\eta = 0.167$

Il reste donc à déterminer l'inductance de sortie. Cette inductance n'intervient pas sur le point de fonctionnement, elle fixe uniquement l'ondulation du courant.

$$\Delta I_s = \frac{\eta \cdot V_1 - V_2}{L_s} \cdot \alpha \cdot T = \frac{V_2 \cdot (1 - \alpha)}{L_s \cdot f_s}$$

On fixant l'ondulation de courant ( $\Delta I = 20\%$  de  $I_2$ ) et en sachant que celle-ci est maximale pour un angle de commande ' $\alpha$ ' le plus proche de  $\frac{1}{2}$  (ici  $\alpha = 0.4$ ) on peut calculer l'inductance.

Inductance de sortie :  $L_s = 12 \mu\text{H}$

### 1.2.3.2 CHOIX DES COMPOSANTS.

Le point de fonctionnement étant établi, il faut maintenant songer à la réalisation et donc aux choix des composants.

◆ Interrupteurs (Q1, Q2).

La fréquence de 100 kHz est déjà une fréquence élevée même pour des transistor MOS. Pour conserver une certaine marge de sécurité, il faut donc choisir un gabarit en courant nettement supérieur au courant circulant dans l'interrupteur ( $I_{q_{rms}} = 5.28 \text{ A}$ ).

Avec les surtensions dues à la commutation dure et la possibilité de déséquilibre entre les deux interrupteurs en série une grande marge de sécurité sur la tension est également utile ( $V_{q_{max}} = 200 \text{ V}$ ).

Interrupteur MOS : IRFP 350

Spécification:  $V_{DS} = 400 \text{ V}$ ;  $I_D = 16 \text{ A}$ ;  $R_{DS(on)} = 0.3 \Omega$

◆ Diodes primaires (D1, D2).

Les diodes du pont conduisent uniquement le courant de démagnétisation du transformateur pendant la phase 1 de fonctionnement. En supposant une faible inductance magnétisante ( $l_m = 1 \text{ mH}$ ), le courant moyen dans la diode serait uniquement de  $I_{d_{AV}} = 0.32 \text{ A}$ . En prévision des effets parasites, ces diodes seront également surdimensionnées comme on le verra plus tard.

Diode PIN : BYT 03

Spécification :  $V_{RRM} = 400 \text{ V}$ ;  $I_{F(AV)} = 3 \text{ A}$

◆ Diodes secondaires (D3, D4).

A l'inverse des diodes du primaire, les diodes du redresseur au secondaire transitent le plein courant de charge. La diode de roue libre D4 supporte les contraintes les plus sévères en courant ( $I_{d_{AV}} = 30 \text{ A}$ ) puisque l'angle de commande est nécessairement inférieur à  $\frac{1}{2}$ .

Diode PIN : BYT 230 PI

Spécification :  $V_{RRM} = 400 \text{ V}$ ;  $I_{F(AV)} = 30 \text{ A}$

◆ Transformateur.

Connaissant les courants dans les enroulements et la fréquence de fonctionnement on peut effectuer le choix des conducteurs. Avec une épaisseur de peau de ' $\delta = 0.225 \text{ mm}$ ' et une densité de courant maximale de ' $J = 5 \text{ A/mm}^2$ ' on arrive à faire le choix des conducteurs.

Fil au primaire : Fil de Litz avec 200 brins de 0.1 mm de diamètre

Fil au secondaire : Fil de litz de 400 brins de 0.1 mm de diamètre et 4 fils en parallèle

La détermination de l'induction maximale repose sur les pertes fer du circuit magnétique. A partir des informations de [Ferrieux-95] et des abaques constructeurs l'induction maximale a été choisie à  $B_m = 150 \text{ mT}$ .

On va maintenant pouvoir calculer un facteur représentatif de la taille de circuit magnétique. Ce facteur représente le produit entre la surface de bobinage et la section du circuit magnétique.

$$A = S_F \cdot S_B = \left( \frac{K_p}{J_p} + \frac{K_s}{J_s} \right) \cdot \frac{P_2 \cdot 2 \cdot \sqrt{\alpha}}{B_m \cdot f} \quad \text{avec 'K' comme facteur de foisonnement des fils et 'J' la densité de courant de chaque enroulement.}$$

Circuit magnétique : E 65/33/27 en 3C8

Spécification :  $S_F = 532 \text{ mm}^2$ ;  $S_B = 300 \text{ mm}^2$ ;  $l_e = 147 \text{ mm}$ ;  $l_m = 220 \text{ mm}$ ;

$$V_e = 78.2 \text{ cm}^3$$

Le nombre de spires des enroulements s'en déduit.

Nombre de spires au primaire :  $N_1 = 34$

Nombre de spires au secondaire :  $N_2 = 6$

◆ Inductance de sortie :

Cette inductance n'ayant pas une influence primordiale sur le fonctionnement.

Inductance de sortie : 2 inductances de  $4.7 \mu\text{H}$  en série pour un courant de 50 A.

**1.2.3.3 REALISATION.**

La réalisation du Forward ne pose pas spécialement de problèmes. La commutation dure exige tout de même une certaine rigueur dans la réalisation de certaines pistes.

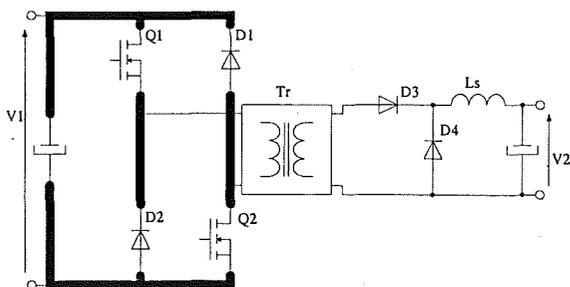


Figure 20 Pistes critiques.

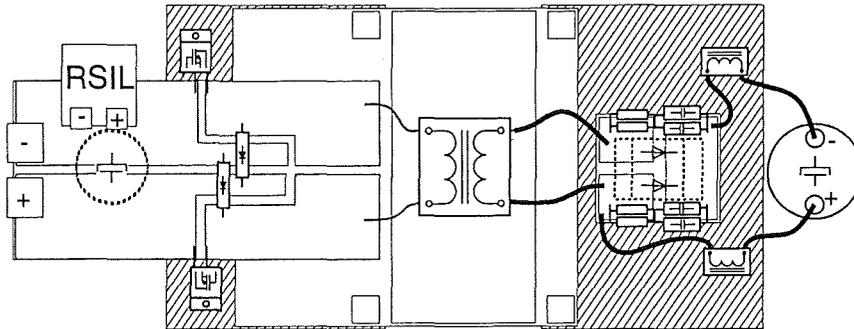
Des inductances parasites mal placées pourraient provoquer des surtensions et même détruire les composants (Figure 20). Dans ce montage peu de pistes sont concernées puisque les inductances parasites de beaucoup de chemins sont masquées par l'inductance de fuite du transformateur. Dans

la maquette nous avons donc essayé de minimiser l'inductance de ces bouts de pistes en rapprochant au maximum les composants concernés et en élargissant les pistes.

En prévision des analyses de CEM, cette maquette est réalisée sur trois plans de masse différents afin de pouvoir distinguer les courants de mode commun engendrés par chaque

partie. Ces parties rassemblent les éléments au primaire du transformateur, le transformateur et en dernier le redresseur de sortie.

La maquette avec l'énumération des différents composants est illustrée en 'Figure 21'.



Interrupteur	Q1, Q2	IRFP 350	Condensateur	C1	430 $\mu$ F
Diode	D1, D2	BYT 03		C2	2.5 mF
	D3, D4	BYT 230 PI	Transformateur	lm	8.5 mH
Snubber	R\C sur D3	16 $\Omega$ /2.7 nF		lf	7.34 $\mu$ H
	R\C sur D4	16 $\Omega$ /3.2 nF		$\eta$	0.175
			Inductance	L1, L2	4.6 $\mu$ H

Figure 21 Maquette du Forward.

### 1.2.4 BILAN SUR LE PROTOTYPE (EXPERTISE).

Ce bilan consiste en une expertise du fonctionnement global de la maquette. A ce stade nous distinguons le fonctionnement "global" et le comportement "fin".

#### 1.2.4.1 CRITIQUE SUR LES FORMES D'ONDES.

Pour analyser le fonctionnement global un certain nombre de formes d'ondes a été relevées (Figure 22). Avec l'allure des formes d'ondes, nous n'avons pas osé faire fonctionner le montage à puissance nominale avant de connaître l'origine des perturbations.

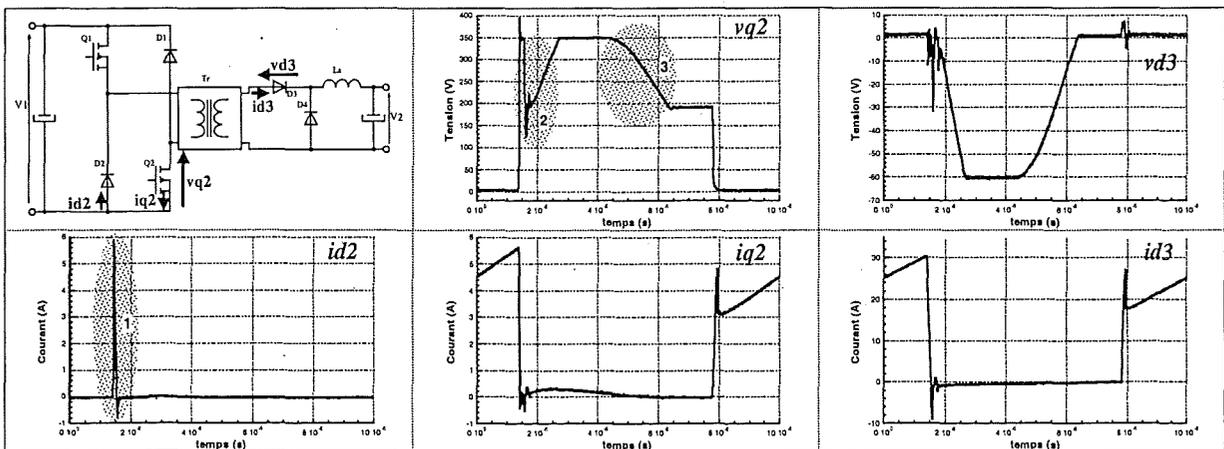


Figure 22 Mesures effectuées sur la maquette.

La comparaison des formes d'ondes mesurées avec les idéales fait ressortir trois points majeurs.

1. Un pic de courant de l'ordre du courant de charge dans la diode D2.
2. Un creux de tension sur l'interrupteur au cours de la phase de démagnétisation (phase "off").
3. Une baisse de tension progressive à la fin de la phase "off".

Ces perturbations ne sont pas négligeables pour le fonctionnement, il est donc indispensable d'approfondir le fonctionnement en faisant intervenir certains éléments parasites.

Ces perturbations risquent d'avoir des conséquences importantes surtout sur le plan CEM. L'évolution rapide de la tension interrupteur du point 2 génère des courants de mode commun dont il est toujours difficile de minimiser les effets.

En revanche la phase de transition avec une forme arrondie point 3 est bénéfique du point de vue CEM.

Il reste quand même important de bien identifier les acteurs de ces différentes phases.

On peut bien sûr s'en remettre à la simulation SPICE afin d'expliquer les mesures, mais il reste toujours plus agréable de décortiquer les phénomènes par un raisonnement s'appuyant sur les règles de l'électronique de puissance dont le principal intérêt est de proposer une démarche systématique et rationnelle.

N'oublions pas qu'un des principaux objectifs de l'étude est d'aboutir à la définition des sources de perturbation ainsi qu'à l'identification des éléments parasites qui environnent ces sources et qui contribuent aussi à fixer les  $dV/dt$  et  $dI/dt$ . La bonne connaissance de la CEM du convertisseur repose sur une maîtrise des formes d'onde pendant les commutations. A ce stade, le problème devient relativement complexe puisque les comportements que l'on qualifie de parasites habituellement deviennent primordiaux. Ainsi, il apparaît nécessaire dans l'étude qui va suivre de prendre en considération les courants de recouvrement des diodes et même leur chronologie. Dans ce contexte rendu complexe par la présence du transformateur et le nombre important de semiconducteurs, la simulation temporelle de type SPICE ne dispose pas de modèles suffisants pour aborder des problèmes aussi critiques. L'analyse manuelle des phénomènes qui repose encore sur l'expérimentation est indispensable et permet aussi de découvrir les éléments sur lesquels il faudrait agir pour minimiser les perturbations CEM. La simple observation des phénomènes grâce à la simulation n'apporte pas nécessairement des solutions pour réduire les perturbations à la source puisqu'elle ne met pas forcément en évidence les éléments cruciaux.

### 1.2.4.2 DECOMPOSITION PAR PHASE DE FONCTIONNEMENT.

Pour conduire ce travail théorique d'analyse, au but purement qualitatif, une démarche un peu différente est utilisée. Pour faciliter la compréhension un raisonnement en cellules de commutations est appliqué. On va procéder par superposition des cellules de commutations. En effet, on peut écrire que le courant total de l'interrupteur est la somme des courants de l'inductance magnétisante ( $I_m$ ) et de l'inductance de sortie ( $I_s$ ).

Nous allons procéder en deux étapes de complexité croissante. C'est à dire que le transformateur sera modélisé par des schémas électriques équivalents différents. En ramenant les composants du secondaire au primaire il est possible d'enlever le coupleur du transformateur.

- ♦ L'étape "un" met en œuvre un transformateur modélisé par une seule inductance dite magnétisante. Cette étape correspond à l'étude réalisée pour le dimensionnement du convertisseur. Elle comporte les trois phases de fonctionnement décrites en "1.2.2 Calcul du fonctionnement idéal."

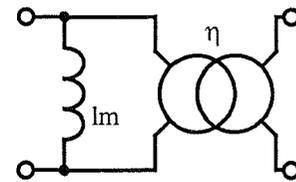


Figure 23 Transformateur idéal.

Grâce à cette décomposition (Figure 24) en cellule de commutation on pourrait facilement étudier le comportement fin des circuits mais tant que l'on ne tient pas compte de l'inductance de fuite du transformateur cette démarche reste inutile.

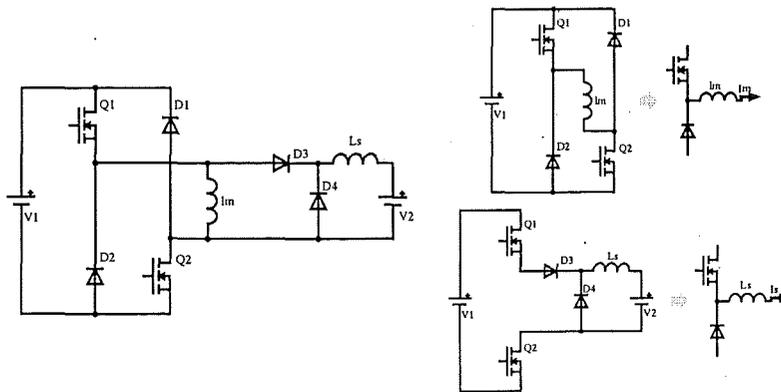


Figure 24 Décomposition en cellules de commutations pour la première étape.

Dans les deux cas on aboutit à des cellules de commutation dites "hacheur".

- ◆ L'étape "deux" va prendre en compte aussi l'inductance de fuite du transformateur.

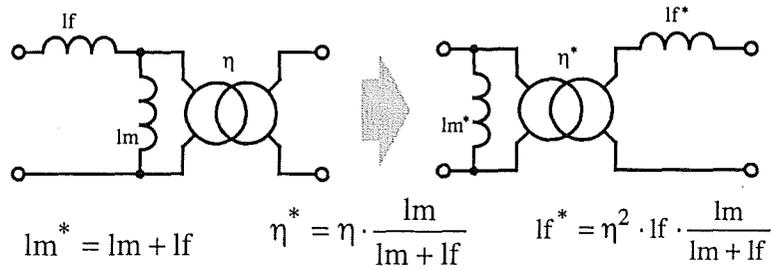


Figure 25 Transformateur avec des fuites.

Afin de faciliter la séparation des cellules de commutation le transfert de l'inductance de fuite au secondaire a été réalisé. Dans le cas d'un bon couplage ( $l_m \gg l_f$ ) les valeurs des éléments restent identiques.

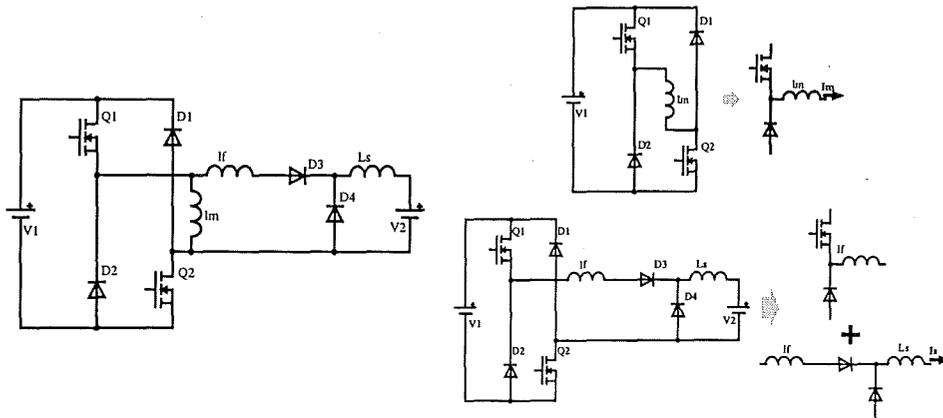


Figure 26 Seconde décomposition en cellules hacheur et un redresseur avec empiétement.

Pour expliquer ces perturbations une étude par phase de fonctionnement est proposée. Des modèles de complexité minimale sont utilisés afin d'améliorer la compréhension. Le but n'étant pas de reproduire fidèlement les courbes de mesures, mais de comprendre l'origine de ces perturbations (étude qualitative), les éléments parasites introduits pour cette étude sont donc :

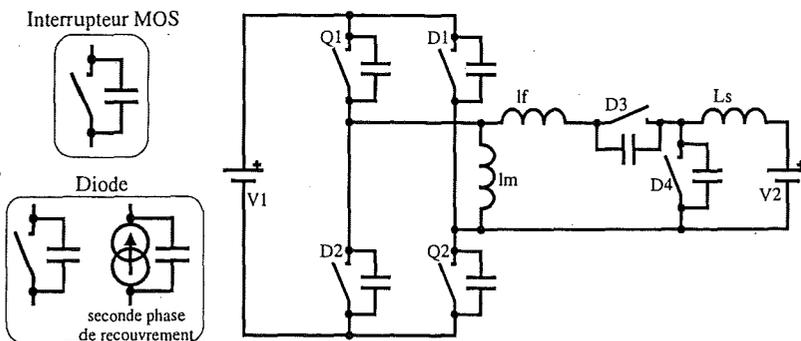


Figure 27 Circuit intégrant les modèles utilisés.

- l'inductance de fuite du transformateur
- les capacités parasites des semiconducteurs
- le recouvrement des diodes

Nous avons vu que la concordance entre les formes d'ondes expérimentales et celle issues de modèles simples est mauvaise à plusieurs endroits.

Une décomposition par phase de fonctionnement avec le prise en compte de l'inductance de fuite du transformateur, des capacités des semi-conducteurs et du recouvrement des diodes.

♦ **Etat initial :**

Comme pour l'étude théorique, nous allons débiter avec la fin de l'état "off". Les interrupteurs Q1 et Q2 sont fermés et la diode D3 conduit. Les inductances 'Im' et 'Ls' sont soumises à la tension d'alimentation et leurs courants augmentent de manière qu'à la fin de cette phase les courants soient maximaux dans les deux inductances.

Avec l'ouverture des interrupteurs la première phase est amorcée.

♦ **Phase 1 :**

Cette phase décrit la transition de la tension de l'interrupteurs, elle est d'une durée très faible. Par conséquent les courants dans les inductances peuvent être supposés constant.

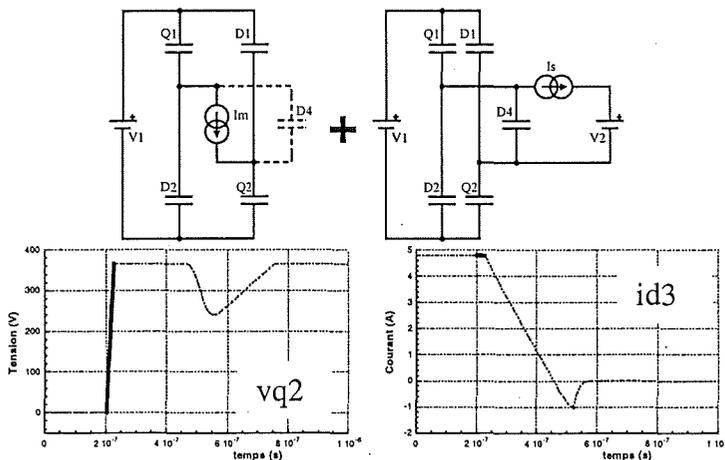


Figure 28 Première phase de fonctionnement.

Les interrupteurs étant fermés dans l'état précédent la charge de leurs capacités et leurs tensions sont nulles. Les diodes supportent donc la pleine tension.

Sous l'influence des courants des inductances 'Im' et 'Is' les capacités des interrupteurs se chargent et celles des diodes se

déchargent ( $V_{q1} + V_{d2} = V1$ ).

Soit en dérivant  $\left( \frac{d V_{q1}}{dt} + \frac{d V_{d2}}{dt} = 0 \right)$  on aboutit à l'expression de la variation de la tension de l'interrupteur.

$$\frac{d V_{q1}}{dt} = \frac{I_m + I_s}{\frac{C_{q1} + C_{d1}}{2} + C_{d4}} \quad \text{avec } C_{q2} = C_{q1} \text{ et } C_{d2} = C_{d1}$$

Avec l'annulation de la tension de diode ( $V_{d1} = 0 \Rightarrow V_{q1} = V1$ ) les diodes D1 et D2 se mettent à conduire. Une nouvelle phase commence.

◆ Phase 2 :

En général on peut dire que le courant de sortie ' $I_s$ ' reste constant. Ses variations n'ont pas d'influence majeure sur l'enchaînement et l'évolution des phases. La représentation permanente par une source de courant continu est suffisante dans le cadre de cette étude.

Le courant de magnétisation ' $I_m$ ' par contre est discontinu. Son annulation va donc provoquer un changement de configuration. Pour les phases de fonctionnement de courte durée (transitoire) la modélisation par une source de courant est adoptée, seul pendant les trois phases fondamentales (on, off et à vide) l'inductance magnétisante est prise en compte.

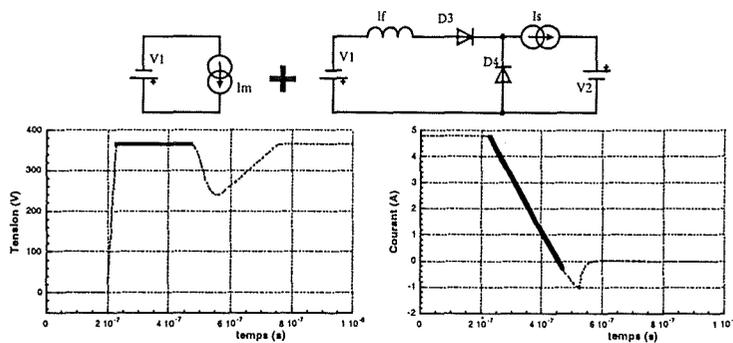


Figure 29 Seconde phase.

Les diodes D1 et D2 étant conductrices, l'inductance magnétisante est soumise à la tension ' $-V1$ '.

Le deuxième circuit (cellule de charge) est constitué d'une cellule redresseur avec une phase d'empiétement. Les

diodes D3 et D4 conduisent simultanément, l'inductance de fuite se décharge sous l'influence de la tension ' $-V1$ '.

L'annulation du courant dans l'inductance de fuite et donc dans la diode D3 devrait bloquer celle-ci. Le recouvrement de la diode D3 fait que le courant continu à décroître. En dépassant la valeur du courant magnétisant, les diodes D1 et D2 recouvrent également. Le calibre des diodes primaires (D1 et D2) étant beaucoup plus faibles que celui de 'D3', leurs recouvrements est également plus faible. Pour une meilleure compréhension, on peut négliger le recouvrement de ces deux diodes, aucun impact primordial lui est imputable. Le changement de configuration s'opère donc à l'instant où le courant inverse de 'D3' compense entièrement le courant magnétisant ( $i_f = -I_m$ ). Le courant résultant étant nul les diodes D1 et D2 se bloquent (leur recouvrement est négligé).

◆ Phase 3 :

Les diodes D1 et D2 sont bloquées, seule la diode D3 recouvre encore. Elle est toujours dans sa première phase de recouvrement, l'évolution reste donc dominée par le circuit extérieur.

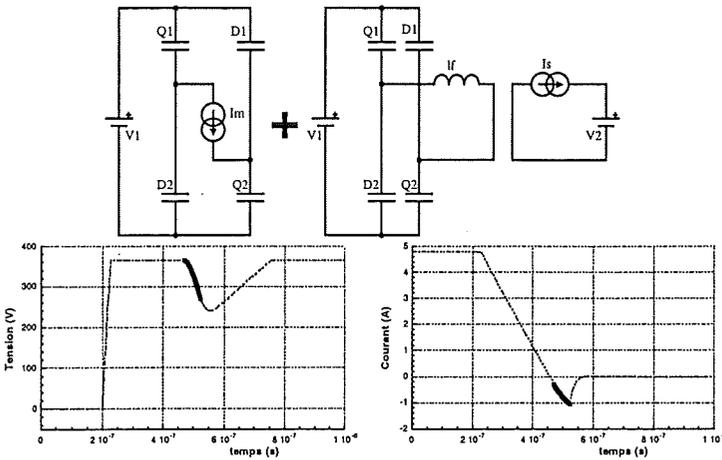


Figure 30 Phase 3.

Les interrupteurs supportent au début la pleine tension ( $V_1$ ) et la somme des courants inductifs est nulle ( $i_f + I_m = 0$ ). Une oscillation entre les capacités du pont et les inductances du transformateur s'installe. L'inductance de fuite étant faible devant l'inductance magnétisante elle dominera l'évolution.

Une décroissance significative de la tension d'interrupteur en résulte. La décroissance du courant dans la diode D3 continue jusqu'à atteindre la limite imposée par la diode. La seconde phase de son recouvrement suit.

L'inductance de sortie est en phase de roue libre.

◆ Phase 4 :

La seconde phase de recouvrement est entièrement contrôlée par la diode elle-même. L'évolution de ce courant est proche d'une décroissance exponentielle. Une source de courant avec cette caractéristique et une capacité en parallèle modélise cet état de la diode.

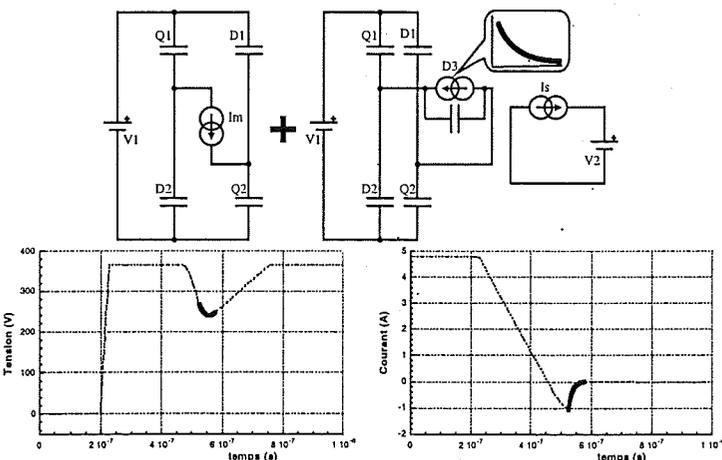


Figure 31 Phase 4.

Dans la phase précédente, la diminution de la tension est provoquée par une oscillation. Avec la seconde phase de recouvrement le courant dans l'inductance de fuite est imposé par la diode D3. La diminution de ce courant ralentit la chute de tension et provoque à la fin même une légère augmentation

( $I_m > i_{d3}$ ). Le courant de recouvrement fait passer la diode dans son état bloqué en s'annulant.

◆ Phase 5 :

La diode D3 est maintenant bloquée, la cellule de charge n'a plus qu'une faible influence sur les formes d'ondes. Seule la capacité de la diode D3, jusqu'ici passante, reste à charger.

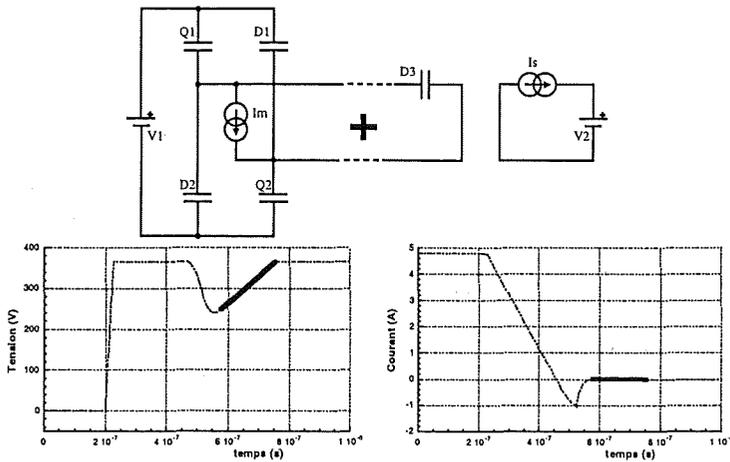


Figure 32 Phase 5.

atteignons seulement maintenant l'état "off".

◆ Phase 6 : (état "off")

Cette phase se caractérise par la conduction des deux diodes du pont (D1 et D2).

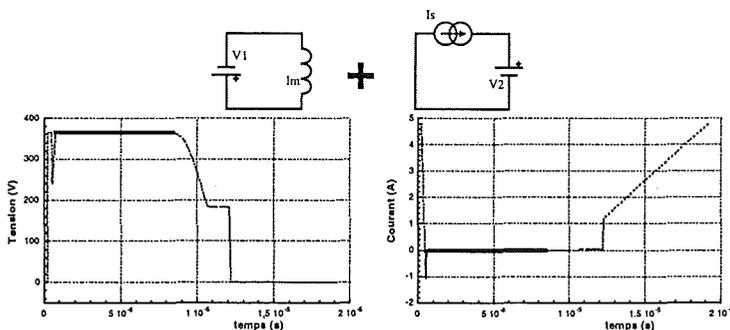


Figure 33 Phase fondamentale de fonctionnement "off".

toujours en roue libre.

En s'annulant, le courant magnétisant bloque les diodes du pont.

Avec l'hypothèse d'un courant magnétisant constant comme dans les autres phases de transition la tension des interrupteurs croît linéairement.

Les capacités des interrupteurs se chargent jusqu'à la tension 'V1', la tension des diodes D1 et D2 arrive donc à zéro et celles-ci se mettent à conduire. Nous

L'inductance magnétisante est soumise à la tension d'entrée inverse '-V1'. Le courant magnétisant n'est maintenant plus considéré comme constant, il décroît progressivement jusqu'à s'annuler. La diode D3 bloquée et D4 étant passante l'inductance de sortie est

◆ Phase 7 :

Les semiconducteurs sont tous ouverts exceptée la diode D4 qui assure la roue libre en sortie.

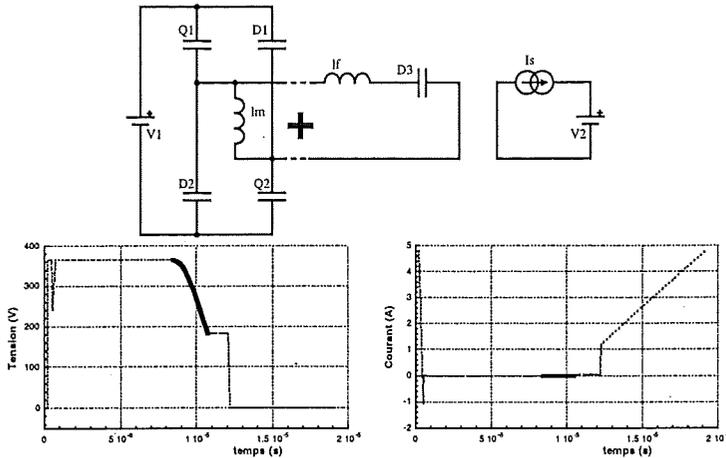


Figure 34 Phase 7.

Les diodes D1 et D2 venant de se bloquer, la charge de leur capacité est nulle. Afin de trouver un équilibre les capacités des interrupteurs et de la diode D3 vont se décharger par l'inductance 'lm' pour charger les capacités des diodes D1 et D2. L'inductance de fuite 'lf' étant faible devant la

magnétisante 'lm', son rôle dans cette phase est négligeable. Cette oscillation est stoppée par l'annulation de la tension de la diode D3, la tension sur les interrupteurs et les diodes du pont est de 'V1/2'.

◆ Phase 8 :

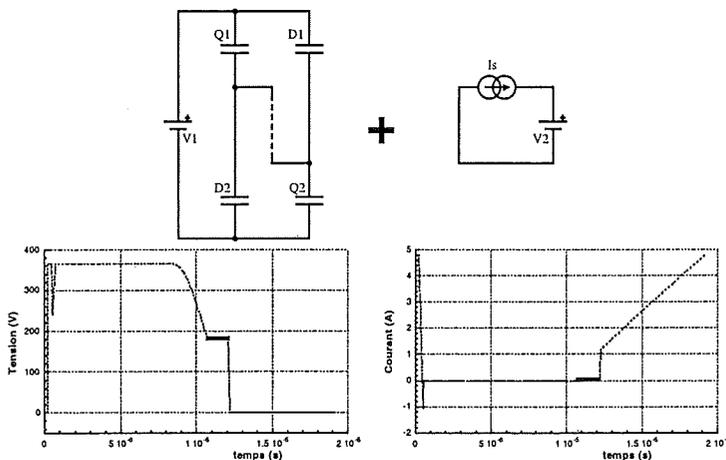


Figure 35 Phase intermédiaire.

La diode D3 se met en conduction et stoppe l'oscillation de la phase précédente. L'énergie restante dans l'inductance magnétisante est éliminée.

En enclenchant les interrupteurs le processus se poursuit.

◆ Phase 9 :

Au cours de cette phase transitoire l'évolution du courant magnétisant est négligeable.

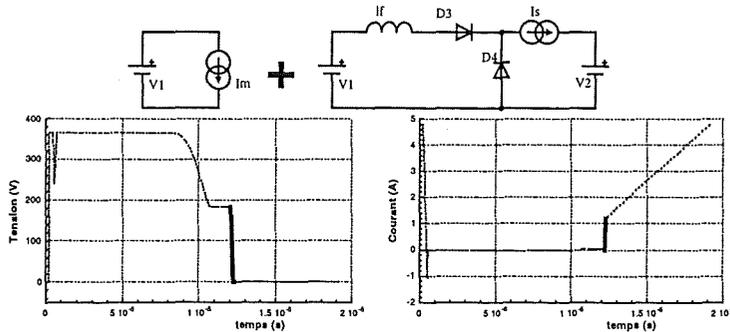


Figure 36 Phase 9.

Il est donc fixé à sa valeur initiale de zéro ( $I_m = 0$ ). La cellule de charge se comporte comme un redresseur en phase d'empiétement.

Sous l'influence de la tension 'V1' sur l'inductance de fuite le courant croît en D3 et décroît en D4 ( $I_s = i_{d3} + i_{d4} = \text{constant}$ ).

en D4 ( $I_s = i_{d3} + i_{d4} = \text{constant}$ ).

Le blocage de la diode provient de l'annulation du courant de la diode D4. Le recouvrement de cette diode, limité par l'inductance de fuite, ne génère pas de nouvelle phase de fonctionnement. Son impact sur cette analyse est par conséquent négligeable.

◆ Phase 10 : (état "on")

L'état "on" du circuit est atteint, cette phase se caractérise par la conduction des interrupteurs et de la diode D3.

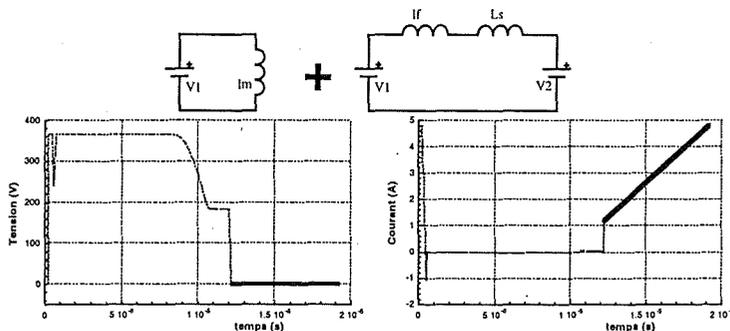


Figure 37 Phase fondamentale dite "on".

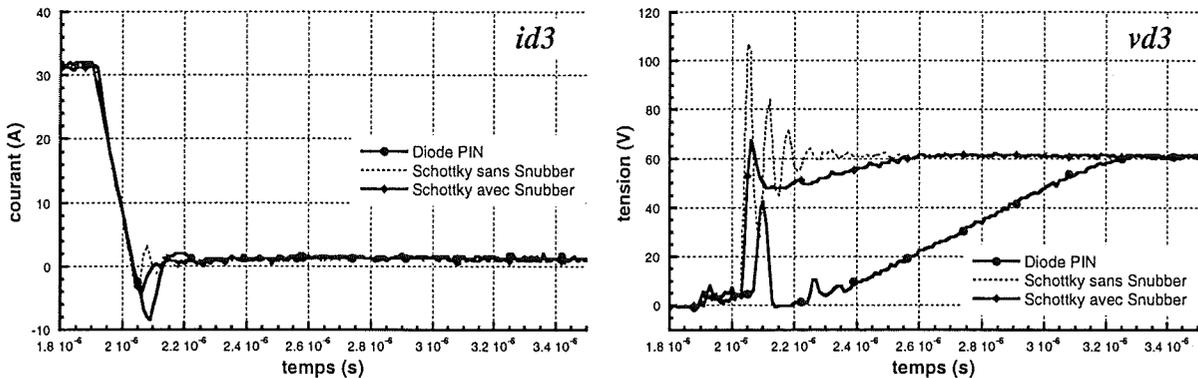
L'inductance magnétisante se charge sous la tension d'entrée. La différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie contrôle la montée du courant dans l'inductance de sortie.

Cet état correspond à l'état initial.

La décomposition en phase a permis d'étudier et de comprendre les perturbations du fonctionnement global. Un minimum d'éléments parasites a été pris en compte afin de ne pas compliquer l'analyse déjà suffisamment difficile.

Les phénomènes dus aux inductances et capacités parasites sont inévitables, leurs valeurs sont fonctions du choix des composants. En outre leurs actes provoquent également quelques avantages pour le fonctionnement. Les fronts de courant sont ralentis par l'action de l'inductance de fuite ce qui limite également les surtensions. Les capacités provoquent des variations de tension plus lentes (fin de l'état "off"). Le bénéfice est donc principalement dans le domaine de la CEM.

Le troisième phénomène, l'effondrement de la tension après l'extinction des interrupteurs, a pour principale origine le recouvrement de la diode D3. Cette action ne provoque aucun avantage. Le recouvrement est une caractéristique des diodes PIN, par le choix de la diode il est donc possible d'intervenir sur ce phénomène. Dans notre cas, vue la valeur de la tension de sortie ( $V_2 = 20V$ ), il est possible de substituer les diodes secondaire D3 et D4 par des diodes Schottky (STPS 80 100 TV). Ces diodes ont l'avantage de ne pas avoir de recouvrement.



**Figure 38 Influence de la diode D3 sur l'effondrement de la tension.**

L'élimination du courant de recouvrement de la diode D3 permet de stopper la décroissance du courant de fuite de la phase 2 au passage par zéro et donc d'éviter la chute de tension.

Comme le montre les expériences réalisées sur la maquette (Figure 38), la diode Schottky ne présente pas de recouvrement par contre elle entraîne des oscillations. Ces oscillations du courant de diode ( $id_3$ ) créent des surtensions incompatibles avec les caractéristiques de ces diodes (100V de tension inverse). Les mesures de la 'Figure 38' ont été réalisées à mi-puissance nominale ( $V_1 = 350V$ ;  $V_2 = 20V$  et  $P_2 = 500W$ ) afin de limiter la surtension.

Des Snubbers (R-C série) en parallèle avec les diodes permettent de limiter la surtension à des valeurs raisonnables. Le Snubber faisant passer du courant inverse nous retrouvons le phénomène du creux de tension. Par contre cette fois, par le dimensionnement du Snubber, il est possible d'agir sur l'ampleur de ce creux.

Le gain d'une telle démarche est bien visible sur les mesures présentées en 'Figure 38'. (Snubber D3 :  $16.5 \Omega / 2.67 \text{ nF}$  et Snubber D4 :  $16.5 \Omega / 3 \text{ nF}$ ).

1.2.4.3 FORMES D'ONDES ET BILAN SUR LES PERTES.

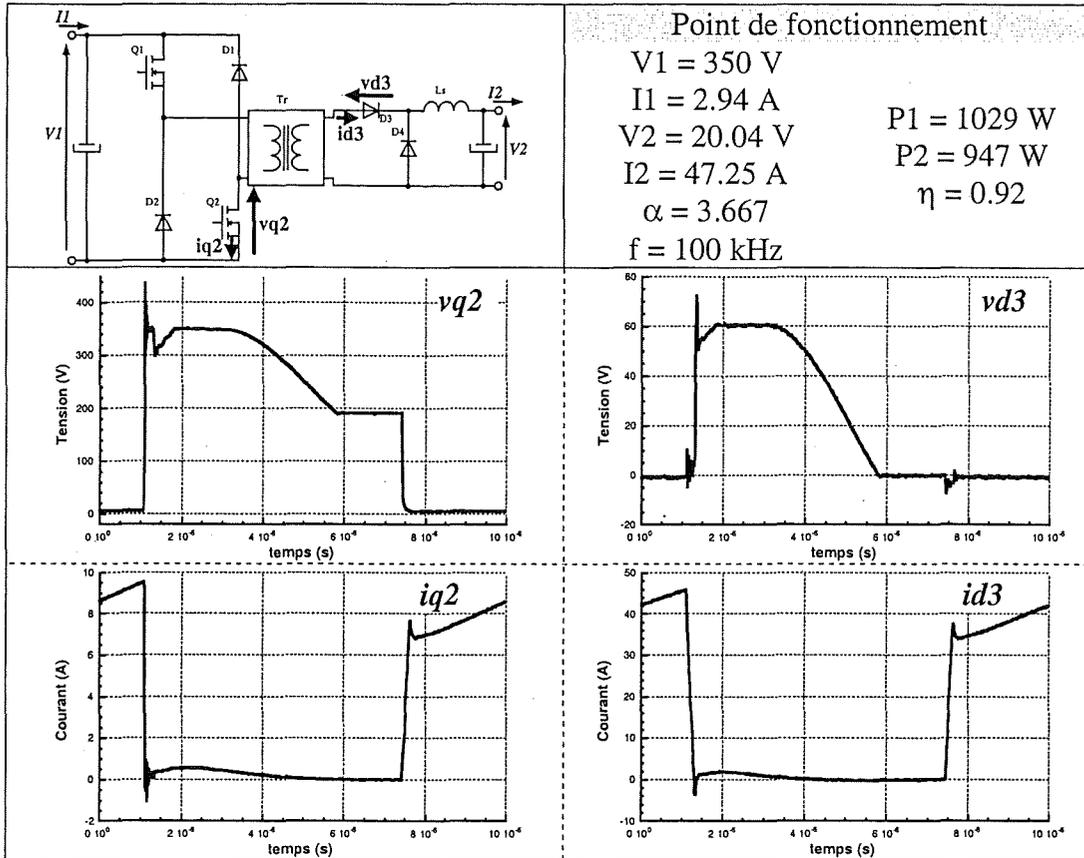


Figure 39 Mesures effectuées sur la maquette dans sa configuration améliorée.

◆ Pertes dans le demi-pont :

L'interrupteur MOS (IRFP350) est donné avec une résistance interne de  $R_{dson} = 0.3\Omega$  pour un courant de 8.9A.

Les pertes par conduction sont déterminées par l'équation :  $P_{cond} = I_{qrms}^2 \cdot R_{dson}$ .

Pertes par conduction de l'interrupteur :  $P_{cond} \cong 8.4 \text{ W}$

Pour les pertes par commutation une évolution linéaire du courant et de la tension pendant le temps de commutation 'tcom' est prise comme hypothèse.

Connaissant la variation de la tension ' $\Delta V$ ' et du courant ' $\Delta I$ ' on obtient pour la

puissance:  $P_{com} = \frac{\Delta V \cdot \Delta I}{6} \cdot \frac{t_{com}}{T}$

Pertes par commutation à l'extinction :  $P_{off} \cong 4.3 \text{ W}$

Pertes par commutation à l'allumage :  $P_{on} \cong 1.4 \text{ W}$

Les Pertes sur un interrupteur s'élèvent à :  $P_q \cong 14.1 \text{ W}$

Les diodes du pont conduisent essentiellement le courant de démagnétisation de l'inductance de fuite, des diodes de faible calibre en courant sont suffisantes (BYT03).

Pour le calcul des pertes en conduction les constructeurs donnent la formule suivante :

$$P_d = 1.1 \cdot I_{dav} + 0.05 \cdot I_{drms}^2.$$

Les pertes dans chaque diode du pont sont:  $P_d \cong 0.5 \text{ W}$

Au total les pertes du demi-pont s'élèvent à :  **$P_{pont} \cong 29.2 \text{ W}$**

◆ Pertes du redresseur :

Le redresseur est composé de deux diodes de puissance du type Schottky (STPS80100TV). La formule de calcul des pertes du constructeur est la suivante :

$$P_d = 0.7 \cdot I_{dav} + 0.0025 \cdot I_{drms}^2$$

Pertes dans la diode D3 :  $P_{d3} \cong 16.6 \text{ W}$

Pertes dans la diode D4 :  $P_{d4} \cong 24.6 \text{ W}$

Les deux diodes sont protégées de la surtension par des Snubbers. Les pertes dans ces circuits sont déterminées par la simulation.

Pertes dans le Snubber de D3 :  $P_{s3} \cong 0.5 \text{ W}$

Pertes dans le Snubber de D4 :  $P_{s4} \cong 1 \text{ W}$

Au total les pertes du redresseur s'élèvent à :  **$P_{red} \cong 42.7 \text{ W}$**

◆ Pertes dans le transformateur :

Le calcul des pertes cuivres dans le transformateur est basé sur le développement effectué dans le chapitre 3, nous allons ici donner uniquement le résultat de cette opération.

Pertes cuivre du transformateur :  $P_{tc} \cong 12.4 \text{ W}$

Pertes fer du transformateur:  $P_{tf} \cong 0.8 \text{ W}$

Au total les pertes du transformateur s'élèvent à :  **$P_{tr} \cong 13.2 \text{ W}$**

◆ Pertes dans les inductances de sortie :

Les inductances comme les transformateurs sont le siège des pertes cuivre et fer. Par la simulation on obtient les résultats suivants :

Pertes cuivre d'une inductance :  $P_{lc} \cong 3 \text{ W}$

Pertes fer d'une inductance:  $P_{lf} \cong 0.2 \text{ W}$

Au total les pertes dans les inductances s'élèvent à :  **$P_{ind} \cong 6.4 \text{ W}$**

◆ Pertes dans les condensateurs :

Vue l'importance des pertes dans le cas du Flyback une vérification s'impose ici. Nous avons suivi la même démarche que dans le cas du Flyback et celle-ci conduit aux résultats suivants :

Condensateur d'entrée (C1) :  $R_{c1} = 84.3 \text{ m}\Omega$

Les pertes sont :

$$P_{c1} \cong 1.5 \text{ W}$$

Condensateur de sortie (C2) :  $R_{c2} = 11.4 \text{ m}\Omega$

Avec des pertes de :

$$P_{c2} \cong 0.2 \text{ W}$$

Au total les pertes des condensateur s'élèvent à :

$$\underline{P_{cond} \cong 1.7 \text{ W}}$$

◆ Ensemble des pertes.

Par le calcul analytique, nous aboutissons à des pertes globales de :  **$P_{tot} = 93.2 \text{ W}$** .

Ce qui nous fait au point nominal ( $P_2 = 1 \text{ kW}$ ) un rendement théorique de :

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_{tot}} \cong 0.915$$

L'ordre de grandeur par rapport à la mesure est par conséquent respecté (92 %). On peut donc ici aussi supposer que la répartition des pertes est également respectée. La répartition des pertes est présentée en 'Figure 40' et repose donc sur des calculs théoriques.

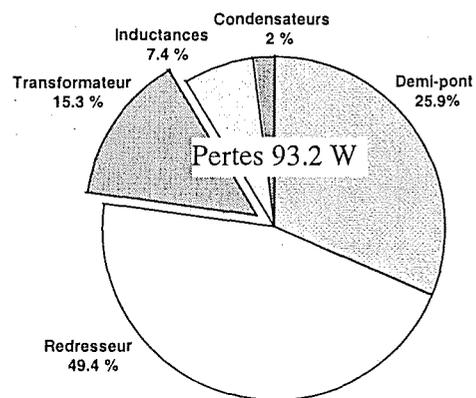


Figure 40 Répartition des pertes du Forward.

### 1.2.5 CONCLUSION.

L'exemple du Forward met bien en évidence les difficultés qu'engendre la commutation forcée dans les alimentations à découpage. Les éléments parasites du transformateur et de nombreux composants semiconducteurs compliquent singulièrement le cas de la simple cellule de commutation de convertisseurs non isolés utilisés en traction.

Même si le dimensionnement des composants est rendu plus simple qu'en résonance grâce à la connaissance exacte des instants de commutation, on sent immédiatement que la CEM de ces convertisseurs va être très difficile à prédire pour ne pas dire impossible tant que les paramètres propres aux semiconducteurs ne peuvent être contrôlés.

Toute démarche de modélisation en CEM passe inmanquablement par la compréhension de tous les phénomènes fins et nous avons vu que déjà cette étape pose des problèmes compliqués mais qu'il est indispensable d'étudier si l'on souhaite améliorer et optimiser le fonctionnement de ce type de convertisseur.

# *Chapitre 2*

# TABLE DES MATIERES.

<b>2</b>	<b>ETUDE DES ÉLÉMENTS BOBINÉS.</b>	<b>61</b>
<b>2.1</b>	<b>ETAT DE L'ART.</b>	<b>61</b>
2.1.1	SCHÉMA ÉQUIVALENT MAGNÉTIQUE.	61
2.1.2	SCHÉMA ÉQUIVALENT CAPACITIF.	62
2.1.3	PROCÉDURE EXPÉRIMENTALE DE CARACTÉRISATION.	63
2.1.4	CONCLUSION.	66
<b>2.2</b>	<b>PRÉDÉTERMINATION DES CARACTÉRISTIQUES MAGNÉTIQUES.</b>	<b>67</b>
2.2.1	RAPPEL SUR LA PLAQUE DE DOWEL.	67
2.2.2	CALCUL DE L'IMPÉDANCE SÉRIE PAR LES ÉQUATIONS DE MAXWELL.	70
2.2.3	MÉTHODE DU TRANSFERT D'ÉNERGIE.	76
2.2.4	COMPARAISONS ENTRE LES CALCULS ET LA MESURE.	79
2.2.4.1	Calcul à partir des équations de maxwell.	81
2.2.4.2	Calcul par la méthode du transfert d'énergie.	82
2.2.4.3	Comparaison avec la mesure.	84
2.2.5	MÉTHODE 2D.	85
2.2.5.1	Limite de validité de l'hypothèse 1D.	89
2.2.6	CONCLUSION.	89
<b>2.3</b>	<b>EXTENSION DU MODÈLE ÉLECTROSTATIQUE.</b>	<b>91</b>
2.3.1	LES INSUFFISANCES DU MODÈLE 6 CAPACITÉS.	91
2.3.2	MODÈLE 10 CAPACITÉS.	91
<b>2.4</b>	<b>PROTOCOLE D'IDENTIFICATION.</b>	<b>94</b>
2.4.1	MESURES À EFFECTUER.	94
2.4.2	EXTRACTION DES PARAMÈTRES DU MODÈLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.	95
2.4.3	IDENTIFICATION DU MODÈLE ÉLECTROSTATIQUE.	97
2.4.4	COMPARAISON ENTRE LA MESURE ET MODÈLE.	99
2.4.5	CONCLUSION.	99
<b>2.5</b>	<b>CONCLUSION GÉNÉRALE.</b>	<b>101</b>

## 2 ETUDE DES ELEMENTS BOBINES.

Une meilleure connaissance de ces composants, qui constituent un des points clefs sinon le point clef des alimentations à découpage, est indispensable dans le cadre de cette thèse. Nous avons travaillé dans les deux directions principales pour lesquelles les connaissances sont inégalement avancées, à savoir: l'aspect magnétique et électrostatique du transformateur en haute fréquence.

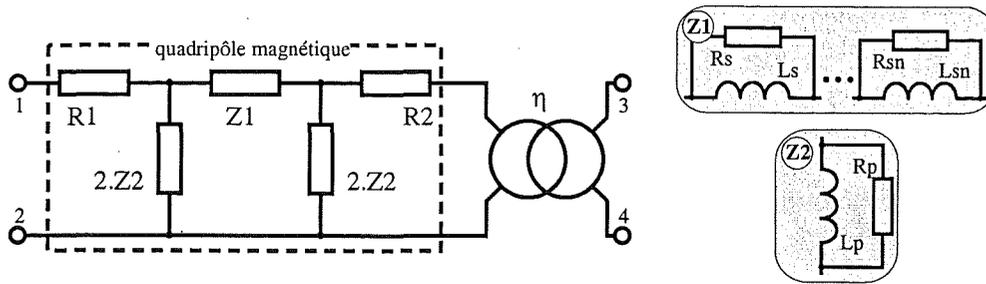
Les comportements magnétiques sont plus facilement quantifiables, car mettant en jeu des phénomènes physique plus bas en fréquence. Ceux-ci sont relativement avancés par rapport aux connaissances relatives aux phénomènes électrostatiques. Nous avons maintenant une bonne approche en terme d'analyse des phénomènes et à l'heure actuelle nous développons une synthèse qui va nous permettre dans, certains cas, d'obtenir des modèles utilisables pour notre procédure d'optimisation.

### 2.1 ETAT DE L'ART.

#### 2.1.1 SCHEMA EQUIVALENT MAGNETIQUE.

La représentation mathématique simplifiée se fait souvent sous la forme de deux inductances et d'une mutuelle. Cette définition n'est pas très pratique pour prendre en compte les différentes pertes du transformateur (pertes cuivre et pertes fer). La description du transformateur par des éléments séries (dépendant principalement du courant) et parallèles (dépendant surtout de la tension) avec un coupleur (fixant le rapport de transformation) est plus intéressante pour une représentation schématique (pour la simulation par exemple). Plusieurs configurations de ce type sont possibles, la représentation en ' $\pi$ ' a été choisie par nos prédécesseurs [Cogitore-94/1 et 2, Laveuve-91], nous allons donc conserver cette configuration.

Le modèle complet (Figure 1) est obtenu en insérant des éléments résistifs qui représentent les pertes.



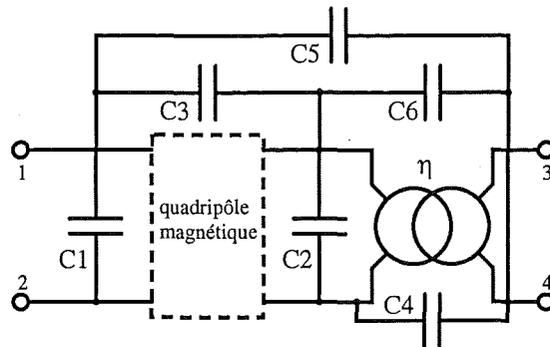
**Figure 1 Schéma équivalent du circuit magnétique.**

L'introduction des pertes dans le schéma équivalent nécessite de connaître leurs dépendances vis à vis soit du courant soit de la tension. Les pertes dues à la résistivité du bobinage sont représentées par les résistances  $R1$  et  $R2$ . Les pertes fer d'un transformateur sont dépendantes de l'induction donc de la tension, une résistance  $Rp$  est donc mise en parallèle avec l'inductance magnétisante  $Lp$  qui constitue  $Z2$ .  $Z1$  représente l'inductance de fuite et les pertes Joules des bobinages dues aux courants de Foucault. Ces composants étant dépendants de la fréquence, la représentation en constantes localisées se fait par des cellules R-L parallèles. Le rapport de transformation est réalisé par un coupleur parfait avec un gain ' $\eta$ '. Ce qui permet d'approcher au plus près la réalité.

Le modèle présenté permet donc de rendre compte du comportement magnétique et des pertes dans un transformateur.

### 2.1.2 SCHEMA EQUIVALENT CAPACITIF.

La prise en compte du comportement électrostatique du transformateur, fait apparaître entre le primaire et le secondaire des capacités parasites. Le circuit ne présente plus seulement deux tensions indépendantes, comme pour le modèle magnétique, mais trois tensions sont indépendantes pour un transformateur à deux enroulements. La description énergétique d'une telle structure impose un modèle composé de 6 capacités. La disposition des capacités sur le schéma (Figure 2) est due à l'évolution d'un modèle comportant trois capacités ( $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$ ) qui néglige les liens entre primaire et secondaire.



**Figure 2** Modèle de transformateur avec 6 capacités.

Une identification directe, par la mesure, des capacités n'est toujours pas possible à cause de trop faibles écarts entre les résonances successives. Avec le choix de l'implantation de ces capacités et la connaissance du modèle magnétique il est possible d'identifier les éléments responsables des fréquences de résonance.

En reliant un point du primaire à un point du secondaire on peut se ramener à un système d'équations simples. Pour chacune des liaisons nous pouvons alors identifier 3 capacités à partir des trois résonances (une sur la mesure à vide et deux sur la mesure en court circuit). Une des capacités du système peut être mesurée directement. Il s'agit d'une mesure entre le primaire et le secondaire où les deux enroulements (donc les autres capacités) sont court-circuités.

A partir des mesures avec deux liaisons différentes et la mesure capacitive toutes les informations sont rassemblées pour déterminer les capacités du schéma équivalent. Les expressions analytiques des différentes résonances en fonction des 6 capacités du schéma permettent de résoudre le système d'équations et d'obtenir le schéma équivalent.

### 2.1.3 PROCEDURE EXPERIMENTALE DE CARACTERISATION.

La caractérisation qui est préconisée ici donne l'état de l'art pour déterminer un modèle à partir des mesures. Pour atteindre une précision maximale de mesure aucune sonde ni autre élément externe au pont d'impédance n'est utilisé. Les réponses en fréquence nécessaires à la caractérisation sont obtenues par des mesures sur le pont d'impédance HP 4194A.

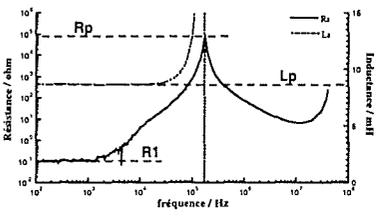
La validité du modèle pour des charges quelconques est obtenue par l'identification des points extrêmes, le court-circuit et le circuit ouvert.

Trois mesures sont nécessaires pour identifier le modèle magnétique.

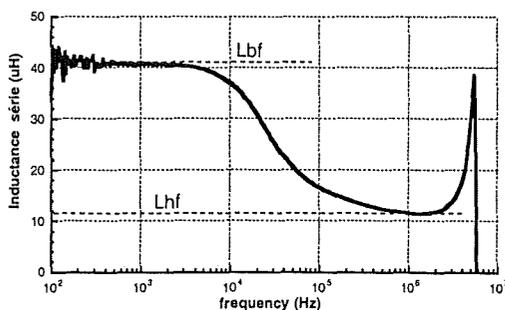
1. Mesure d'impédance au primaire avec le secondaire à vide.
2. Mesure d'impédance au secondaire avec le primaire à vide.
3. Mesure d'impédance du primaire avec le secondaire en court circuit.

Tous les éléments du modèle magnétique (Figure 1) peuvent être déterminés à partir de ces trois mesures.

**Tableau 1 Identification du modèle magnétique**

	<b>Mesure 1 :</b> enroulement secondaire à vide. Résistance basse fréquence (R1) Inductance basse fréquence (Lp) Résistance à la résonance (Rp)	$\eta = \sqrt{Lp'/Lp}$ R1 = R1 R2 = R1'/ $\eta$ ou R2 = (R1+R2) - R1 Ls Rp Lp
	<b>Mesure 2 :</b> enroulement primaire à vide. Résistance basse fréquence (R1') Inductance basse fréquence (Lp')	
	<b>Mesure 3 :</b> enroulement secondaire en court circuit. <ul style="list-style-type: none"> <li>• Résistance basse fréquence (R1+R2)</li> <li>• Inductance basse fréquence (Ls)</li> </ul>	

Pour faciliter l'identification des éléments on peut changer de représentation. Nous utilisons la représentation en module et phase (MP) et celle en résistance et inductance série (LsRs) (partie réelle et imaginaire). Pour l'extraction des valeurs la représentation en 'LsRs' est souvent plus facile, par contre la représentation en module-phase est plus représentative du fonctionnement. Le 'Tableau 1' montre les valeurs importantes à extraire des courbes et leurs liens avec le modèle. Les deux premières mesures sont des mesures à vide, soit vue du primaire, soit vue du secondaire. Le circuit magnétique étant le même, il est possible d'en extraire le rapport de transformation.



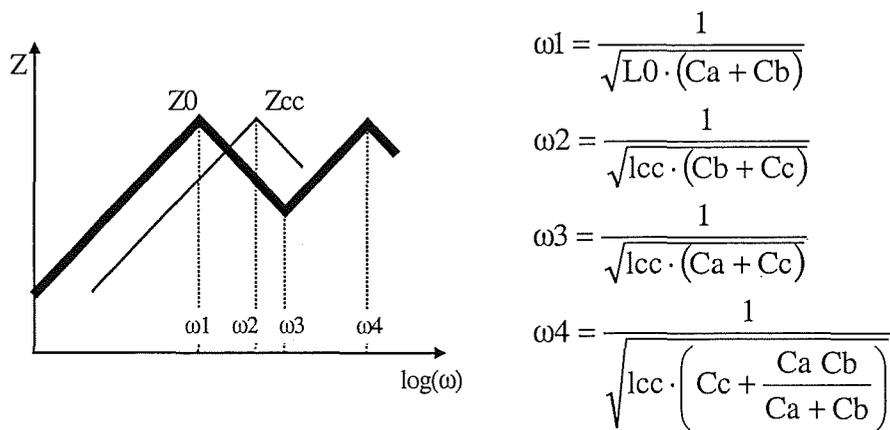
**Figure 3 Mesure de l'inductance série.**

Ce modèle de base est souvent insuffisant pour garantir une bonne identification en fréquence des éléments séries. Les écarts sont dus aux courants de Foucault dans les bobinages. Une représentation exacte par des constantes localisées est impossible suite à la variation en  $\sqrt{f}$  de ces effets.

Une amélioration de la représentation est possible en ajoutant des cellules R-L parallèle en série avec l'inductance de fuite. Comme information initiale nous avons à notre disposition les valeurs de l'inductance minimale 'Lhf' et maximale

'Lbf' et un ordre de grandeur des fréquences de coupure (Figure 3). La détermination de ces cellules passe par des approximations successives des paramètres des cellules.

Le modèle électrostatique se compose de 6 capacités comme nous l'avons vu en 'Figure 2'. Pour l'identification de ces capacités les trois mesures effectuées pour l'identification du circuit magnétique sont insuffisantes. La représentation avec 6 capacités correspond à trois tensions indépendantes. Par la liaison de deux points de connexion du transformateur il est possible de ramener le circuit équivalent à trois capacités (Ca, Cb, Cc), c'est à dire deux tensions indépendantes. L'identification de ces trois capacités à partir de la mesure à vide (Z0) et en court-circuit (Zcc) de la configuration est maintenant possible (Figure 4). Afin de permettre une mesure à vide et en court-circuit, il est possible de faire uniquement des liaisons entre primaire et secondaire.

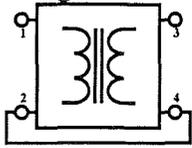
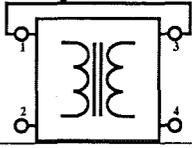
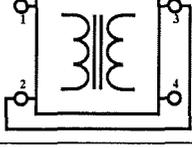
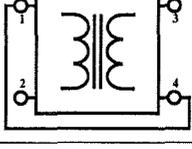


**Figure 4 Identification des trois capacités d'une configuration par leur fréquence de résonance.**

Connaissant les équations liant ces trois capacités à celles du circuit équivalent il est maintenant possible à partir de deux configurations (liaison primaire-secondaire) d'identifier les 6 capacités de notre modèle. Les quatre possibilités de liaison entre primaire et secondaire avec les équations des trois capacités correspondantes sont regroupées dans le 'Tableau 2' qui suit.

La disposition des capacités n'étant pas physiquement motivée et s'agissant d'une résolution mathématique d'un système d'équations, il est possible de trouver finalement des valeurs négatives pour certaines capacités.

**Tableau 2 Configurations d'identification possible.**

Configuration 2-4 	$C_a = C_1 + (1 - \eta) \cdot C_4 + C_6$ $C_b = \eta^2 \cdot \left[ C_2 + \left( 1 - \frac{1}{\eta} \right) \cdot C_4 + C_5 \right]$ $C_c = \eta \cdot C_4$
Configuration 1-3 	$C_a = C_1 + (2 - \eta) \cdot C_3 + 2 \cdot (C_4 + C_5 + C_6)$ $C_b = \eta^2 \cdot C_2 + (\eta^2 - \eta - 1) \cdot C_3 + 2 \cdot C_4 - C_5 + (\eta^2 - 2) \cdot C_6$ $C_c = (1 + \eta) \cdot C_3 + 2 \cdot C_4 + C_5 + 2 \cdot C_6$
Configuration 2-3 	$C_a = C_1 + C_4 + (1 + \eta) \cdot C_6$ $C_b = \eta^2 \cdot \left[ C_2 + C_3 + \left( 1 + \frac{1}{\eta} \right) \cdot C_6 \right]$ $C_c = -\eta \cdot C_6$
Configuration 1-4 	$C_a = C_1 + C_3 + (1 + \eta) \cdot C_5$ $C_b = \eta^2 \cdot \left[ C_2 + C_4 + \left( 1 + \frac{1}{\eta} \right) \cdot C_5 \right]$ $C_c = -\eta \cdot C_5$

Avec les quatre configurations nous en avons deux redondantes. Le problème de cette méthode est qu'avec les simplifications effectuées pour parvenir à un résultat, celui-ci est différent selon les configurations utilisées. La précision du modèle souffre donc légèrement de cette incohérence de l'identification.

### 2.1.4 CONCLUSION.

Nous avons présenté ici un état de l'art qui permet donc d'extraire un modèle utilisable en particulier pour la simulation de type SPICE. L'obtention de ce modèle repose sur l'utilisation d'un pont d'impédance et bien sûr implique d'avoir un prototype.

Dans notre démarche de conception nous souhaitons autant que possible être en mesure de prévoir les imperfections de ces éléments bobinés avant qu'ils soient construits. L'intérêt de cette connaissance a priori a bien été mis en évidence dans le chapitre précédent, notamment en ce qui concerne l'optimisation du Flyback et la connaissance de l'inductance de fuite.

Dans les paragraphes qui suivent nous allons donc essayer de faire le point sur ce qui est possible de prévoir et ce qui ne l'est pas encore.

## 2.2 PREDETERMINATION DES CARACTERISTIQUES MAGNETIQUES.

Deux approches différentes ont été validées en vue de déterminer la résistance série des enroulements et l'inductance de fuite en fonction de la fréquence. Il s'agit de la méthode de transfert global de l'énergie et de la méthode des plaques équivalentes immergées dans un champ.

Ces deux méthodes ont été appliquées avec succès dans le cas d'un transformateur réalisé avec un bobinage en fil de Litz ou fil multibrins.

### 2.2.1 RAPPEL SUR LA PLAQUE DE DOWELL.

Il n'est pas concevable d'effectuer un calcul analytique sur un bobinage réel (3D, fil rond, etc.). Afin de parvenir à des résultats intéressants, il est donc nécessaire d'effectuer des simplifications du problème. Une méthode de calcul unidimensionnel (1D) a été proposée par Dowell [Dowell-66]. La transformation de la géométrie en plaque 1D est illustrée en 'Figure 5'.

- Transformation des sections rondes en surfaces carrées équivalentes ( $dp = \sqrt{Sf}$ ).
- Regroupement des carrés d'une couche en plaque ( $Ip = Nf \cdot If$ ).
- Adaptation de la hauteur de la plaque à la hauteur du bobinage ( $\sigma p = \sigma f \cdot \frac{dp}{df}$  ;  $h = Nf \cdot df$ ).

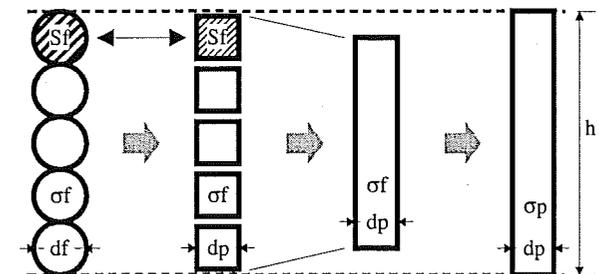


Figure 5 Transformation d'enroulement en plaque

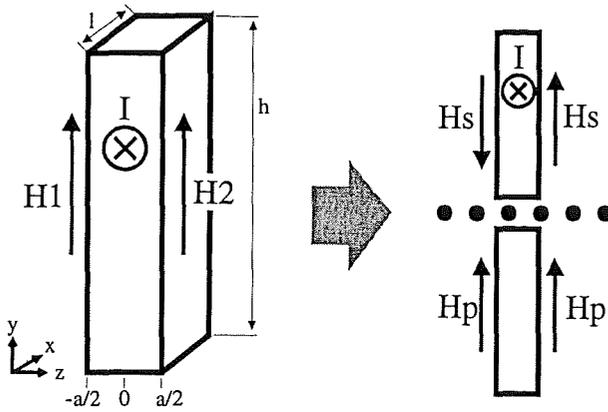
$$(\sigma p = \sigma f \cdot \frac{dp}{df} ; h = Nf \cdot df).$$

Le problème qui se pose est de calculer les puissances dans une plaque conductrice parcourue par un courant. Dowell donne une solution à ce problème, par contre il nous a semblé judicieux d'effectuer une séparation des effets de peau et des effets de proximité comme le montre la 'Figure 6'.

Les formulations de Maxwell qui s'appliquent à ce problème sont les suivantes :

$$\text{rot}(E) = -\frac{d B}{dt} ; \quad \text{rot}(H) = J ; \quad J = \sigma \cdot E$$

En sinusoïdal nous pouvons écrire :  $\Delta H = -i \cdot \sigma \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot H$



**Figure 6 Séparation des effets de peau et de proximité**

L'hypothèse 1D et les définitions des champs magnétiques de la 'Figure 6' permettent de résoudre l'équation dans les deux cas. Une démonstration est présentée en Annexe 1. Nous avons donc comme équation différentielle :

$$\frac{d^2 Hy(z)}{dz^2} - i \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot \omega \cdot Hy(z) = 0$$

La prise en compte de l'effet de peau avec ses conditions aux limites ( $Hy(a/2) = Hs$

et  $Hy(-a/2) = -Hs$ ) donne l'expression de ' $Hs(z)$ '. Les conditions aux limites de l'effet de proximité ( $Hy(a/2) = Hy(-a/2) = Hp$ ) aboutissent à une expression de ' $Hp(z)$ '

Le calcul des puissances à partir du champ magnétique se fait par le vecteur de Poynting.

$$\Pi(z) = \frac{1}{2} \cdot Ex(z) \cdot \overline{Hy(z)}$$

Il nous faut par conséquent encore déterminer les expressions du champ électrique.

$$Ex(z) = \int -i \cdot \mu_0 \cdot \omega \cdot Hy(z) dz$$

L'expression complexe des puissances se calcule par intégration du vecteur de Poynting sur les surfaces latérales de la plaque.

$$P + i \cdot Q = \iint_s \Pi(z) = h \cdot l \cdot (\Pi(-a/2) - \Pi(a/2))$$

La distinction de la partie réelle et de la partie imaginaire donne les expressions de la puissance active et réactive. Le 'Tableau 3' regroupe les résultats de ces opérations, nous avons donc l'expression de la puissance active et réactive pour les deux configurations considérées (effet de peau et de proximité).

Tableau 3 Expression des puissances dans une plaque de Dowel.

	Puissance active	Puissance réactive
Courant dans une plaque.	$P = \frac{h \cdot l}{\sigma \cdot a} H_s^2 \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\text{sh}\left(\frac{a}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{a}{\delta}\right)}{\text{ch}\left(\frac{a}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{a}{\delta}\right)}$	$Q = \frac{h \cdot l}{\sigma \cdot a} H_s^2 \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\text{sh}\left(\frac{a}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{a}{\delta}\right)}{\text{ch}\left(\frac{a}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{a}{\delta}\right)}$
Champ sur une plaque conductrice.	$P = \frac{h \cdot l}{\sigma \cdot a} H_p^2 \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\text{sh}\left(\frac{a}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{a}{\delta}\right)}{\text{ch}\left(\frac{a}{\delta}\right) + \cos\left(\frac{a}{\delta}\right)}$	$Q = \frac{h \cdot l}{\sigma \cdot a} H_p^2 \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\text{sh}\left(\frac{a}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{a}{\delta}\right)}{\text{ch}\left(\frac{a}{\delta}\right) + \cos\left(\frac{a}{\delta}\right)}$
Champ sur une plaque non conductrice.		$Q = \frac{h \cdot l \cdot a}{2} \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot H_p^2$

Avec comme définition pour l'épaisseur de peau :  $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \sigma}}$

Afin d'évaluer l'importance de l'effet de peau par rapport à l'effet de proximité dans un bobinage, il est important de connaître les deux composantes du champ magnétique sur une plaque et de déterminer leurs évolutions avec les couches de bobinage (Figure 7).

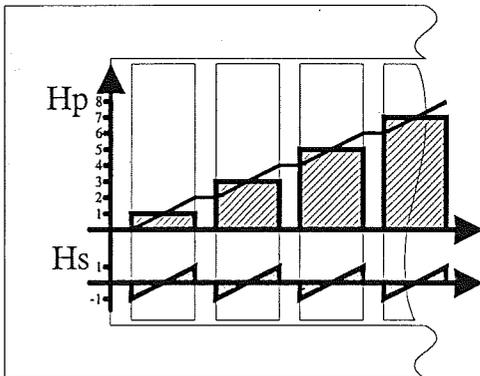


Figure 7 Evolution du champ de peau et de proximité sur plusieurs couches.

Les plaques portant toutes un courant identique le champ 'Hs' est identique sur toutes. Par contre le champ de proximité 'Hp' évolue en  $(2 \cdot n - 1)$  avec l'indice 'n' des plaques (Théorème d'Ampère).

Connaissant maintenant la relation entre les deux champs, nous pouvons comparer l'influence des deux effets sur les pertes des bobinages. Pour illustrer cette influence, les pertes ont été tracées en fonction du rapport entre l'épaisseur de la plaque et l'épaisseur de peau. Le nombre de

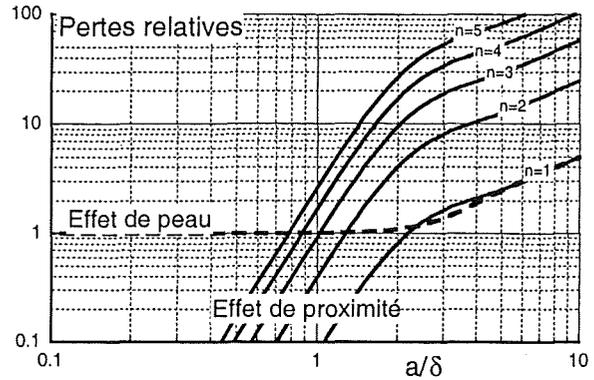
couches successives d'un même bobinage a un impact important sur le champ 'Hp' et donc sur les pertes. En sommant les pertes des couches et en divisant par le nombre de couches, il est possible de tracer les pertes en fonction de l'évolution du champ moyen avec le nombre de couches (Figure 8).

Dans la conception d'éléments bobinés pour une utilisation en haute fréquence l'épaisseur de peau fait figure de référence pour le choix des fils de bobinage. Le rapport entre le diamètre 'a' du fil et l'épaisseur de peau 'δ' est souvent fixé à

$$\frac{a}{\delta} < 2 \quad \text{pour la fréquence de}$$

fonctionnement. Cette règle ne tient compte que de l'effet de peau. La 'Figure

8' illustre bien que déjà pour une seule couche l'effet de proximité est équivalent à l'effet de peau en haute fréquence. On peut tout de même considérer comme acceptable cette règle. En augmentant le nombre de couches successives, le point de coupure pour l'augmentation des pertes décroît à des valeurs de 'a/δ' plus faible. Il est donc nécessaire de tenir compte du mode de bobinage pour le choix du fil.



**Figure 8 Pertes en fonction des effets de peau et de proximité.**

### 2.2.2 CALCUL DE L'IMPEDANCE SERIE PAR LES EQUATIONS DE MAXWELL.

Le fonctionnement en haute fréquence tout en assurant la conduction de courants importants nécessite de recourir à l'utilisation du fil de Litz ou de fils divisés. Il s'agit donc de fils composés de plusieurs brins qui sont isolés entre eux, le but étant de réduire l'effet de peau. Afin de diminuer également l'effet de proximité un changement de position des brins au sein du fil est réalisé. L'utilisation de plus en plus répandue de ce genre de fil fait que la modélisation est nécessaire. D'autres chercheurs se sont déjà intéressés à ce problème [Apeldoorn-95, Wen-Jian-93]. Cette extension du modèle de Dowell sur du fil multibrins s'est inspirée des travaux effectués. Ces travaux étant axés sur le calcul des pertes, il nous a semblé nécessaire d'exprimer également l'inductance due au bobinage (inductance de fuite).

Le changement de position des brins dans le fil fait intervenir un champ moyen quasiment uniforme sur chaque brin. La répartition équilibrée du courant est de ce fait en principe garantie.

Une modélisation rigoureuse tenant compte de la position exacte de chaque toron de brins est impossible. Une expression analytique représentative du fil de Litz peut être obtenue en effectuant certaines simplifications géométriques et en imposant quelques contraintes. Ces transformations consistent premièrement en une transformation des fils ronds en surfaces carrées avec une organisation des brins (Figure 9).

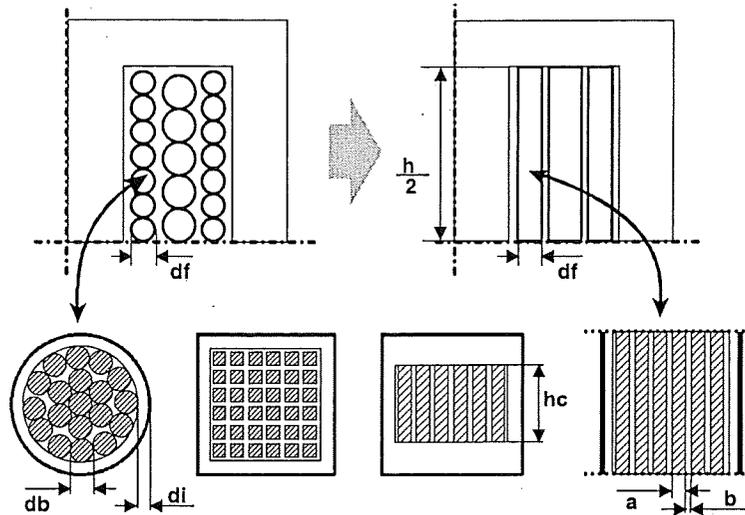


Figure 9 Modélisation du fil de Litz.

En second lieu les brins superposés sont regroupés en une plaque et la hauteur est alignée au système de plaques (modélisation 1D) à travers l'adaptation de la conductivité. Plus loin nous reviendrons plus en détail sur les transformations et les équations qui en découlent.

Comme on vient de le voir la succession de plaques fait fortement intervenir l'effet de proximité. On peut donc penser que l'erreur faite à travers ces transformations est importante. En détaillant le champ magnétique imposé à un brin sur sa longueur on peut se rendre compte que la répartition doit être à peu près triangulaire (déplacement des brins dans la nappe du fil).

Dans le modèle le champ magnétique est constant sur la longueur des plaques. Par contre les différentes plaques sont soumises à des champs évoluant avec les ampères-tours. Si l'on considère qu'un brin se compose d'une partie de la longueur de chaque plaque, il

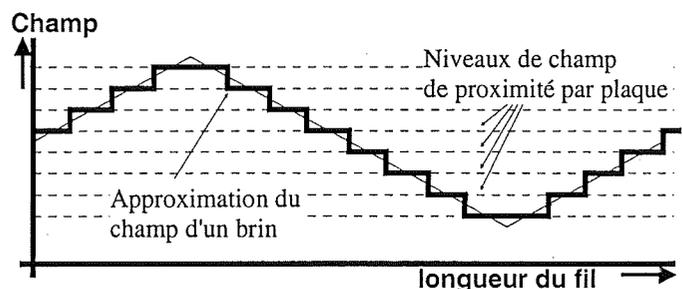


Figure 10 Champ magnétique sur un brin de fil de Litz

est possible d'approcher la répartition réelle du champ (Figure 10). Les hypothèses nécessaires au modèle ne sont donc pas trop pénalisantes, il n'y a plus rien qui s'oppose à la mise en équation de ce modèle.

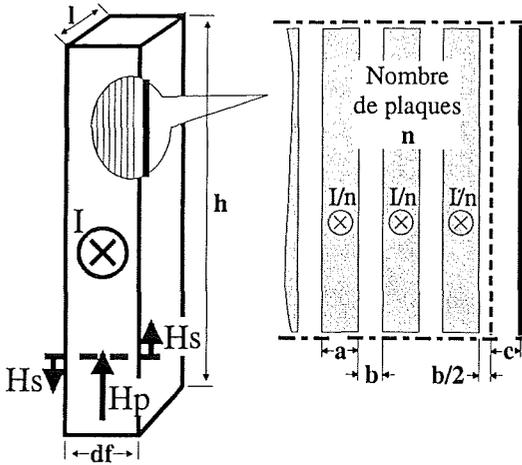


Figure 11 Description d'une couche de bobinage

Une couche est dans ce cas représentée par une multitude de plaques. En 'Figure 11' le détail d'une couche est présenté. La 'Figure 9' montre les transformations en partant d'un bobinage pour aboutir à une configuration en plaque. Toutes les sections rondes sont donc converties en carré qui à leur tour sont organisées en ligne et colonne. Cette conversion nous donne des équations de transition.

$$a = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot db \quad b = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \left( \frac{df - 2 \cdot di}{\sqrt{Nb}} - db \right) \quad c = \frac{df}{2} - \frac{\sqrt{\pi}}{4} \cdot (df - 2 \cdot di)$$

Les brins de tous les fils de la couche se trouvant sur une ligne sont assemblés en une plaque. La hauteur des plaques ainsi assemblées, est alignée sur la hauteur du système.

$$n = \sqrt{Nb} \quad \sigma = \sigma_f \cdot \frac{Nf \cdot \sqrt{\pi} \cdot Nb \cdot db}{2 \cdot h}$$

Le modèle étant unidimensionnel (1D) il n'est pas possible de tenir compte des hauteurs des différentes couches de bobinages ( $h_{bob}$ ) et de la hauteur de la fenêtre de bobinage ( $h_{fen}$ ), ni de la différence des longueurs des couches ( $l_{bob}$ ). Une valeur moyenne est donc définie pour ces deux grandeurs.

$$l = \frac{1}{N_c} \sum_{\text{couches}} l_{bob} \quad h = \frac{1}{2} \cdot h_{fen} + \frac{1}{2 \cdot N_c} \sum_{\text{couches}} h_{bob}$$

La transformation en plaques nous permet donc maintenant d'appliquer les équations définies pour une plaque (Tableau 3). Le traitement de chaque plaque indépendamment semble trop fastidieux et évitable. Les plaques composant une couche de bobinage ont des caractéristiques identiques, la seule variation d'une plaque sur l'autre est le champ de proximité. Il est par conséquent possible de regrouper les expressions de chaque plaque sous une expression unique pour la couche de bobinage entière.

Pour commencer nous avons besoin de calculer les champs magnétiques dans chaque plaque. Comme nous l'avons défini, l'effet de peau ( $H_s$ ) est représentatif du courant dans une plaque. Le courant dans chaque plaque d'une couche étant identique de valeur ' $I/n$ ' et le champ ' $H_s$ ' de la couche entière étant portée par le courant ' $I$ ' nous pouvons définir le champ de chaque plaque ( $H_{s_i}$ ) par rapport au champ global ( $H_s$ ).

$$H_{s_i} = \frac{H_s}{n}$$

Le champ de proximité de chaque plaque est dépendant du champ de proximité de la couche et de l'accumulation des champs produits par les plaques.

$$H_{p_i} = H_p - H_s + i \cdot 2 \cdot H_{s_i} - H_{s_i} = \left( \frac{2 \cdot i - 1}{n} - 1 \right) \cdot H_s + H_p$$

Ces deux équations donnent le champ dans les plaques conductrices, pour les espaces d'air, seul le champ de proximité existe.

$$H_{p_i} = \left( \frac{2 \cdot i}{n} - 1 \right) \cdot H_s + H_p$$

La détermination des équations pour la couche, veut que l'on somme les puissances des plaques composant celle-ci. Comme nous l'avons déjà dit, les caractéristiques des plaques conductrices sont identiques à part leur champ. Pour les couches d'air on peut faire un constat identique à l'exception des plaques externes de la couche. Il suffit de faire la somme sur les champs puisque le reste des équations est invariable avec les plaques.

Pour les plaques conductrices :

$$\sum_{i=1}^n H_{s_i}^2 = \frac{H_s^2}{n} \qquad \sum_{i=1}^n H_{p_i}^2 = \frac{1}{n} \cdot \left( \frac{n^2 - 1}{3} \cdot H_s^2 + n^2 \cdot H_p^2 \right)$$

A cause des deux exceptions, il est nécessaire de tenir compte des épaisseurs de plaque pour les plaques isolantes.

$$\left( \frac{b}{2} + c \right) \cdot (H_{p_0}^2 + H_{p_n}^2) + b \cdot \sum_{i=1}^{n-1} H_{p_i}^2 = \frac{b}{n} \cdot \left( \frac{n^2 + 2}{3} \cdot H_s^2 + n^2 \cdot H_p^2 \right) + 2 \cdot c \cdot (H_s^2 + H_p^2)$$

En introduisant ces expressions dans les formules de puissance nous aboutissons à une définition globale pour une couche de fil de Litz (Tableau 4).

**Tableau 4 Expression des puissances pour une couche de fil de Litz**

$P_c = \frac{h \cdot l}{\sigma \cdot n \cdot a} \cdot \left[ H_s^2 \cdot \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} + \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} - \cos \frac{a}{\delta}} + \left( \frac{n^2 - 1}{3} \cdot H_s^2 + n^2 \cdot H_p^2 \right) \cdot \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} - \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} + \cos \frac{a}{\delta}} \right]$
$Q_c = \frac{h \cdot l \cdot \omega \cdot \mu_0}{2} \cdot \left[ H_s^2 \cdot \frac{a}{n} \cdot \left[ \frac{\delta}{a} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} - \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} - \cos \frac{a}{\delta}} + \left( \frac{n^2 - 1}{3} \cdot H_s^2 + n^2 \cdot H_p^2 \right) \cdot \frac{\delta}{a} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} + \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} + \cos \frac{a}{\delta}} \right] + \frac{b}{n} \cdot \left( \frac{n^2 + 2}{3} \cdot H_s^2 + n^2 \cdot H_p^2 \right) + 2 \cdot c \cdot (H_s^2 + H_p^2) \right]$

Avec ces équations nous avons en notre possession le moyen de calculer les puissances des couches de bobinages. Il manque encore l'équation pour les espaces d'isolant entre les couches pour achever le modèle. Concernant la puissance l'équation du 'Tableau 3' est valable.

**Expression pour une plaque isolante :**

$$Q_i = \frac{h \cdot l \cdot \omega \cdot \mu_0}{2} \cdot H_p^2 \cdot a$$

Jusque là, tous les calculs aboutissent à des expressions de puissance, indépendantes de l'enroulement et que de ce fait des erreurs liées à l'intervention du rapport de transformation peuvent ainsi être évitées. Par contre par l'intermédiaire du champ, le courant intervient dans le calcul. Dans une modélisation le courant est souvent un résultat, donc pas connu par avance. L'expression de l'impédance semble de ce fait la grandeur à calculer la plus judicieuse.

$$P = I_{eff}^2 \cdot R = \frac{I^2}{2} \cdot R$$

$$Q = I_{eff}^2 \cdot \omega \cdot L = \frac{I^2}{2} \cdot \omega \cdot L$$

Afin de mettre en évidence la résistance et l'inductance à partir de nos équations il est nécessaire d'extraire le courant. Le courant étant différent entre les enroulements primaire et secondaire nous introduisons une référence commune aux enroulements.

$$H_{ref} = \frac{N_1 \cdot I_1}{h} = \frac{N_2 \cdot I_2}{h} = \frac{N_x \cdot I_x}{h}$$

En divisant les champs ( $H_p$ ,  $H_s$ ) par cette référence ( $H_{ref}$ ) celui-ci se met en facteur.

$$P_c = \frac{h \cdot l \cdot H_{ref}^2}{\sigma \cdot n \cdot a} \cdot \left[ \left( \frac{H_s}{H_{ref}} \right)^2 \cdot \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} + \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} - \cos \frac{a}{\delta}} + \left( \frac{n^2 - 1}{3} \cdot \left( \frac{H_s}{H_{ref}} \right)^2 + n^2 \cdot \left( \frac{H_p}{H_{ref}} \right)^2 \right) \cdot \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} - \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} + \cos \frac{a}{\delta}} \right]$$

(Identique pour 'Qc')

Le développement de la partie extérieure de la parenthèse permet d'exprimer les impédances et d'éliminer le courant. En choisissant dans ce développement soit des paramètres du primaire ou soit du secondaire on calcule l'impédance vue du côté sélectionné. Nous obtenons pour la résistance et l'impédance d'une couche de fil de Litz les expressions du 'Tableau 5'.

**Tableau 5 Résistance et inductance d'une couche conductrice.**

$$R_c = \frac{2 \cdot l \cdot N_x^2}{\sigma \cdot n \cdot a \cdot h} \cdot \left[ r_{hs}^2 \cdot \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} + \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} - \cos \frac{a}{\delta}} + \left( \frac{n^2 - 1}{3} \cdot r_{hs}^2 + n^2 \cdot r_{hp}^2 \right) \cdot \frac{a}{\delta} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} - \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} + \cos \frac{a}{\delta}} \right]$$

$$L_c = \frac{l \cdot \mu_0 \cdot N_x^2}{h} \cdot \left[ r_{hs}^2 \cdot \frac{a}{n} \cdot \left[ \frac{\delta}{a} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} - \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} - \cos \frac{a}{\delta}} + \left( \frac{n^2 - 1}{3} \cdot r_{hs}^2 + n^2 \cdot r_{hp}^2 \right) \cdot \frac{\delta}{a} \cdot \frac{\operatorname{sh} \frac{a}{\delta} + \sin \frac{a}{\delta}}{\operatorname{ch} \frac{a}{\delta} + \cos \frac{a}{\delta}} \right] + \frac{b}{n} \cdot \left( \frac{n^2 + 2}{3} \cdot r_{hs}^2 + n^2 \cdot r_{hp}^2 \right) + 2 \cdot c \cdot (r_{hs}^2 + r_{hp}^2) \right]$$

L'inductance d'une couche isolante est par conséquent :

$$L_i = \frac{l \cdot \mu_0 \cdot N_x^2}{h} \cdot r_{hp}^2 \cdot a_i$$

L'équation de l'impédance série totale du transformateur s'obtient en sommant toutes les couches. Il nous faut encore définir les rapports de champ ( $r_{hs}$  et  $r_{hp}$ ) utilisés dans les expressions. Ces rapports vont faire intervenir la relation entre le courant de la couche I et le courant d'enroulement 'Ix'. L'appartenance d'une couche à un enroulement (primaire ou secondaire) est donc définie par le nombre de spires de cet enroulement 'Nx' (N1 ou N2). Le nombre de spires 'Ns' n'est pas nécessairement identique au nombre de fils par couche 'Nf' utilisé pour la transformation en 1D. Il se peut que l'on bobine plusieurs fils en parallèle sur une couche.

$$r_{hs_i} = \frac{H_{s_i}}{H_{ref}} = \frac{I_i}{2 \cdot h} \cdot \frac{h}{N_x \cdot I_x} = \frac{N_{s_i} \cdot I_x}{2 \cdot h} \cdot \frac{h}{N_x \cdot I_x} = \frac{N_{s_i}}{2 \cdot N_x}$$

Où 'Nx' définit l'appartenance d'une couche à un enroulement.

$$r_{hp_i} = \left( \sum_{n=1}^i 2 \cdot r_{hs_n} \right) - r_{hs_i}$$

Avec 'i' comme indice des couches en partant du Ferrite (endroit de champ nul, court-circuit magnétique).

Dans l'isolant entre les couches, les rapports de champ se calculent en négligeant 'r<sub>hs</sub>'. Une application numérique est proposée en 2.2.4.

### 2.2.3 METHODE DU TRANSFERT D'ENERGIE.

Comme dans l'approche avec les équations de Maxwell une hypothèse unidimensionnelle est adoptée. La transformation de la structure en 3 dimensions (3D) du transformateur en une géométrie 1D est identique à celle de la méthode précédente. Toutes les transformations géométriques sont identiques, seule la méthode de transfert d'énergie sera donc traitée.

Cette méthode est basée sur la théorie des ondes traversant divers milieux. A chaque frontière entre deux milieux, une partie des ondes traverse et une autre est réfléchi. En unidimensionnelle (1D), la direction de progression est fixe. Des équations peuvent être déduites à partir de cette théorie [Kéradec-96/2].

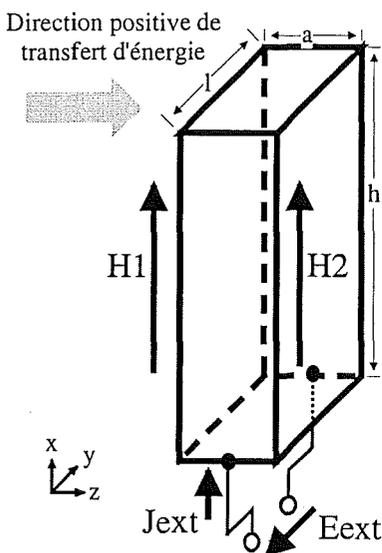


Figure 12 Définition de la plaque.

En électromagnétisme les grandeurs intéressantes sont le champ électrique 'E' le champ magnétique 'H' et la densité de courant 'J'. Les caractéristiques des divers milieux sont définies par les valeurs complexes de la perméabilité ' $\mu$ ' et de la permittivité ' $\epsilon$ '. Il est alors possible de définir pour chaque milieu une impédance caractéristique ' $Z_c$ '.

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

A travers cette impédance, le champ électrique et magnétique sont liés.

$$E_x = H_y \cdot Z_c$$

En traversant un milieu, un déphasage est infligé aux ondes, qui s'exprime sous la forme suivante :

$$e^{-i\varphi} \text{ avec } \varphi = \omega \cdot a \cdot \sqrt{\epsilon \cdot \mu}$$

Les différents milieux peuvent être considérés comme des plaques (Figure 12) indépendantes avec des conditions aux limites dépendantes de la structure.

Dans le cas de la modélisation d'un transformateur il est nécessaire d'injecter de l'énergie électrique dans la plaque. Cette source sera définie par un champ électrique et une densité de courant externe ( $E_{ext}$  et  $J_{ext}$ ). Comme équations de propagation dans une telle plaque nous trouvons :

$$E_1 - E_{ext} = Z_c \cdot \left( \frac{2 \cdot e^{-i\varphi}}{1 - e^{-2i\varphi}} \cdot J_{ext} + \frac{1 - e^{-i\varphi}}{1 + e^{-i\varphi}} \cdot H_1 \right)$$

$$E_2 - E_{ext} = Z_c \cdot \left( \frac{2 \cdot e^{-i\varphi}}{1 - e^{-2i\varphi}} \cdot J_{ext} - \frac{1 - e^{-i\varphi}}{1 + e^{-i\varphi}} \cdot H_1 \right)$$

La représentation en un circuit électrique équivalent est possible. La 'Figure 13' décrit le schéma électrique général d'une plaque avec la possibilité d'injection d'énergie.

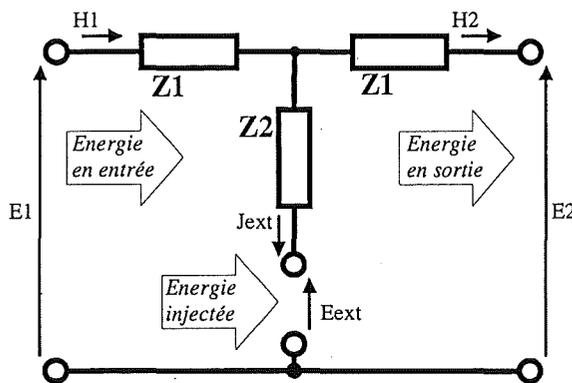


Figure 13 Circuit électrique d'une plaque.

Les composants de ce schéma sont décrits par les expressions qui découlent des équations de propagation.

$$Z_1 = Z_c \cdot \frac{1 - e^{-i\varphi}}{1 + e^{-i\varphi}} = i \cdot Z_c \cdot \tan\left(\frac{\varphi}{2}\right)$$

$$Z_2 = Z_c \cdot \frac{2 \cdot e^{-i\varphi}}{1 - e^{-i2\varphi}} = \frac{Z_c}{i \cdot \sin \varphi}$$

Trois différentes catégories de milieux peuvent être distinguées dans un transformateur. En premier lieu nous avons le noyau en matériau magnétique, les enroulements (conducteurs) et les espaces de séparation (isolants). La description des caractéristiques est spécifique à chaque catégorie, des expressions respectives sont donc développées.

- Matériel isolant : C'est-à-dire tous ce qui n'est pas conducteur magnétique ni conducteur électrique est considéré comme de l'isolant. Pour un transformateur l'air représente la majeure partie de cette catégorie. Ces caractéristiques sont :  $\bar{\mu} = \mu_0$  et  $\bar{\varepsilon} = \varepsilon_0$ .

$$Z_1 = i \cdot \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \cdot \tan\left(\frac{1}{2} \cdot \omega \cdot a \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0}\right)$$

Il n'y a pas d'énergie extérieure ajoutée dans ces plaques. L'influence de 'Z2' par conséquent est négligeable.

- Conducteur électrique : Le matériau utilisé est réputé comme bon conducteur et amagnétique. Dans la gamme de fréquences qui nous intéresse (Norme CEM jusqu'à 80 MHz) les caractéristiques sont valables. ( $\bar{\mu} = \mu_0$  et  $\bar{\varepsilon} = \frac{\sigma}{i \cdot \omega}$ )

$$Z1 = (i - 1) \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \omega}{2 \cdot \sigma}} \cdot \tan\left(\frac{1 - i}{2} \cdot a \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot \sigma}{2}}\right)$$

Les couches conductrices sont alimentées par une densité de courant extérieure, le lien avec le courant de la couche se fait par le biais de coupleurs parfaits. Il est dans ce cas facile d'accéder immédiatement au courant dans les spires en introduisant le nombre de spires par couche (Ns) dans le coupleur.

$$Z2 = (1 - i) \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \omega}{2 \cdot \sigma}} \cdot \frac{1}{\sin\left((1 - i) \cdot a \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot \sigma}{2}}\right)} \quad \eta = \sqrt{\frac{1}{h}} Ns$$

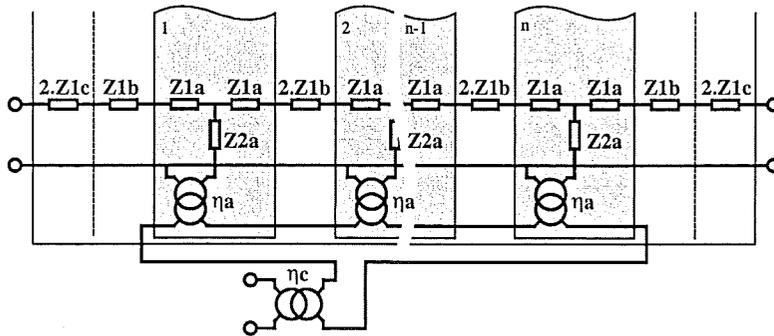
- Matériau magnétique : Avec les fréquences élevées (fondamental ou harmoniques) de l'électronique de puissance, le ferrite est utilisé pour la plupart des noyaux magnétiques. Ces caractéristiques sont représentées par des valeurs complexes de la perméabilité et de la permittivité. Ces valeurs ne sont actuellement pas accessibles. Un travail axé sur la caractérisation du ferrite fait l'objet de la thèse de P. Fouassier [Fouassier-98/3]. Le modèle de la plaque de ferrite n'étant pas indispensable pour calculer l'impédance du bobinage la caractéristique du ferrite est décrite par un circuit R-L parallèle.

$$2 \cdot Z1 = \frac{R \cdot i \cdot \omega \cdot L}{R + i \cdot \omega \cdot L}$$

Puisque aucune énergie externe est appliquée au circuit magnétique la branche de Z2 est négligeable.

Tous les outils nécessaires à la construction d'un modèle de transformateur sont rassemblés. Comme dans l'approche précédente nous allons développer un modèle équivalent représentant une couche de fil de Litz ou de fil multibrins. Une couche est donc représentée par des plaques conductrices séparées par des plaques isolantes (Figure 11). Dans le modèle, les circuits équivalents de chaque plaque se suivent (Figure 14). Pour respecter la condition d'un courant identique dans chaque plaque il faut connecter les coupleurs en série. Le courant dans cette couche de bobinage est en réalité la somme des courants des plaques. Un coupleur

supplémentaire est donc nécessaire pour mettre à niveau le courant total et la tension de la couche en question.



- ◆ Extension a.  
Plaques conductrices du fil de Litz représentées par :  $Z1a ; Z2a ; \eta_a$ .
- ◆ Extension b.  
Plaque de séparation des conducteurs décrite par :  $Z1b$ .
- ◆ Extension c.  
Plaque d'isolation extérieure décrite par :  $Z1c$ .

Figure 14 Représentation d'une couche de fil de Litz sous forme de transfert d'énergie.

Le coupleur supplémentaire ' $\eta_c$ ' ramène le courant de la couche à sa vraie valeur. Son gain est donc défini par le nombre de plaques (n).

$$\eta_c = n$$

Un calcul analytique pour la mise en série de couches successives a été développé par A. Schellmanns [A. Schellmanns-97]. L'application de ce calcul à notre modèle de fil de Litz donne le circuit équivalent (Figure 15) avec ces fonctions de passage. Comme nous l'avons déjà mentionné le modèle d'une plaque conductrice intègre le nombre de spires dans le coupleur, le courant en entrée du coupleur est donc le courant circulant dans l'enroulement.

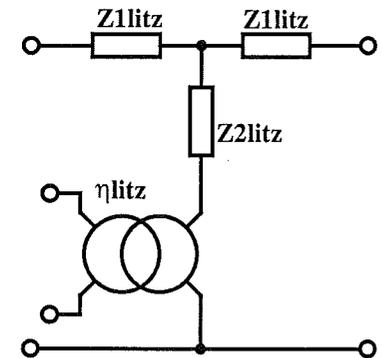


Figure 15 Plaque de fil de Litz.

$$Z1litz = 2 \cdot Z1c + Z1b \cdot (n - 1) + Z1a \cdot n$$

$$Z2litz = \frac{Z2a}{n} - (2 \cdot Z1a + Z1b) \cdot \frac{n^2 - 1}{6 \cdot n}$$

$$\eta_{litz} = \sqrt{\frac{l}{h}} \cdot N_s$$

### 2.2.4 COMPARAISON ENTRE LES CALCULS ET LA MESURE.

La validation des modèles passe par la comparaison avec des mesures. Pour ce faire, un transformateur spécifique a été bobiné, il remplit les conditions suivantes :

- Les bobinages sont réalisés en fil de Litz, le nombre de brins est choisi peu élevé afin de pouvoir facilement vérifier les calculs.
- Les courants de Foucault doivent intervenir en assez basse fréquence pour être visibles. La conséquence est un diamètre de brin élevé.

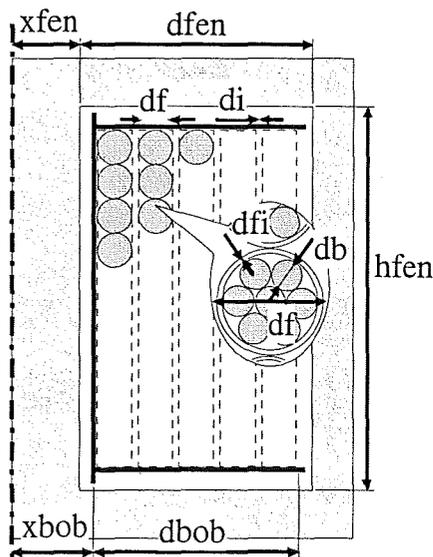
- Le rapport du champ de peau et du champ de proximité doit varier pour vérifier la cohérence des modèles de ce point de vue plusieurs couches non entrelassé sont nécessaire.
- Une flexibilité du raccordement des couches est intéressante pour vérifier plusieurs configurations.
- La connaissance du modèle du ferrite est nécessaire pour la modélisation en plaque. Il faut utiliser un noyau bien connu du point de vue de la modélisation.
- Le transformateur doit présenter des valeurs réalistes d'un point de vue industriel.

Le transformateur est réalisé sur la base d'un circuit magnétique ETD 49 en matériau 3C85. Ce noyau a été choisi parce que ces caractéristiques ont déjà été établies et que nous possédons son modèle, nécessaire pour le modèle de transfert d'énergie. Les informations recueillies à partir des couches d'enroulement sont rassemblées dans le 'Tableau 6'.

**Tableau 6** Valeurs se rapportant aux couches de bobinages

Couche de bobinage	1-1'	2-2'	3-3'	4-4'	5-5'
Nombre de spires 'Ns'	17	17	17	17	17
Nombre de fils 'Nf'	17	17	17	17	17
Nombre de brin par fil 'Nb'	16	17	16	17	16
Diamètre de brin 'db'(mm)	0.28	0.28	0.28	0.28	0.28
Diamètre extérieur 'df'(mm)	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6
Isolant du fil 'dfi'(mm)	0	0	0	0	0
Hauteur du bobinage 'hbob'(mm)	32.7	32.7	32.7	32.7	32.7
Conductivité 'σf'(Ωm) <sup>-1</sup>	6 10 <sup>7</sup>				

Des renseignements supplémentaires concernant le bobinage ont été notés (Figure 16).



**Figure 16** Coupe à travers le transformateur

Fenêtre de bobinage :

$$hfen = 36 \text{ mm} ; dfen = 10 \text{ mm} ; xfen = 8.2 \text{ mm}$$

Bobinage :

$$dbob = 8.8 \text{ mm} ; xbob = 8.7 \text{ mm}$$

Isolant entre les couches :

$$di = 0.2 \text{ mm}$$

Les valeurs de la perméabilité et de permittivité du vide sont également nécessaires dans le calcul.

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{A}\cdot\text{m}} ; \epsilon_0 = \frac{1}{36 \cdot \pi \cdot 10^9} \cdot \frac{\text{A}\cdot\text{s}}{\text{V}\cdot\text{m}}$$

La première démarche est de transformer ces informations en données pour les modèles 1D. Les équations de transformation ont été décrites en 2.2.2.

Nous avons rassemblé dans la partie grisée du 'Tableau 7' les données obtenues par ce calcul. Les informations concernant le Ferrite ont été recueillies sur un travail effectué par A. Schellmanns. L'épaisseur des couches entre le Ferrite et le bobinage se calcule à partir des informations fournies.

$$a_{i_{\text{int ern}}} = x_{\text{bob}} - x_{\text{fen}} ; \quad a_{i_{\text{extern}}} = (x_{\text{fen}} + d_{\text{fen}}) - (x_{\text{bob}} + d_{\text{bob}})$$

**Tableau 7 Résultat de la transformation en plaque pour les modèles 1D.**

Couche conductrice		1	2	3	4	5
La plaque ferromagnétique (ferrite)	Rp/Ω	59				
	Lp/μH	3.38				
La plaque isolante (air)	ai/mm	0.5	0.2	0.2	0.2	0.7
La plaque conductrice (couche de bobinage)	a/mm	0.248	0.248	0.248	0.248	0.248
	b/mm	0.106	0.096	0.106	0.096	0.106
	c/mm	0.091	0.091	0.091	0.091	0.091
	n	4	4.123	4	4.123	4
	σ/Ωm <sup>-1</sup>	2.95 10 <sup>7</sup>	3.04 10 <sup>7</sup>	2.95 10 <sup>7</sup>	3.04 10 <sup>7</sup>	2.95 10 <sup>7</sup>

Ces informations sont pour une grande partie utilisées dans les deux modèles (partie grisée). Le calcul des deux modèles est mis en œuvre à partir de ces données.

#### 2.2.4.1 CALCUL A PARTIR DES EQUATIONS DE MAXWELL.

Dans cette approche le plus gros du traitement a été réalisé en amont. Avec les informations du 'Tableau 7' on peut quasiment tout de suite s'attacher au calcul des résistances et inductances. Il nous reste à calculer les rapports des champs et l'épaisseur de peau.

Il nous faut donc fixer la configuration des enroulements (interconnexion des couches) afin d'obtenir ces rapports de champ.

Configuration : La mise en série des couches 1,3 et 5 forment le primaire et les couches 2 et 4 en série le secondaire. Donc N1 = Ns<sub>1</sub> + Ns<sub>3</sub> + Ns<sub>5</sub> et N2 = Ns<sub>2</sub> + Ns<sub>4</sub>.

Pour les rapports de champ cela donne dans les couches conductrices :

$$rHcs_{1,3,5} = \frac{Nf_{1,3,5}}{2 \cdot N1} ; \quad rHcs_{2,4} = \frac{Nf_{2,4}}{2 \cdot N2}$$

$$rHcp_i = \left( \sum_{n=1}^i 2 \cdot rHcs_n \right) - rHcs_i$$

Et dans les plaques isolantes :

$$rHip_i = \sum_{n=1}^i 2 \cdot rHcs_n$$

Dépendant de l'application on peut maintenant continuer à simplifier analytiquement les équations en sommant les couches d'un enroulement (si le fil est identique) ou traiter à partir de là, les équations numériquement. Pour cet exemple nous avons choisi la démarche numérique. La formule analytique complète est uniquement intéressante dans des utilisations de type conception ou optimisation, ce qui nous semble malgré tout prématuré.

L'évaluation de la résistance et l'inductance série du bobinage complètent ce calcul, en additionnant les impédances fonctions de la fréquence des couches conductrices entre elles et les inductances de l'isolant.

$$R_s(f) = \sum_{i=1}^{N_c} R_c(f)_i ; \quad L_s(f) = \sum_{i=1}^{N_c} L_c(f)_i + \sum_{i=1}^{N_c-1} L_i$$

Pour l'exemple donné, nous avons donc calculé la résistance et l'inductance série en fonction de la fréquence, une comparaison avec la méthode suivante et des mesures est illustrée en 'Figure 18'.

#### 2.2.4.2 CALCUL PAR LA METHODE DU TRANSFERT D'ENERGIE.

Contrairement à l'autre méthode, il y a un traitement mathématique non négligeable pour extraire l'impédance de court-circuit du modèle. L'application des formules en 2.2.3 permet d'aboutir à un schéma équivalent du transformateur (Figure 17).

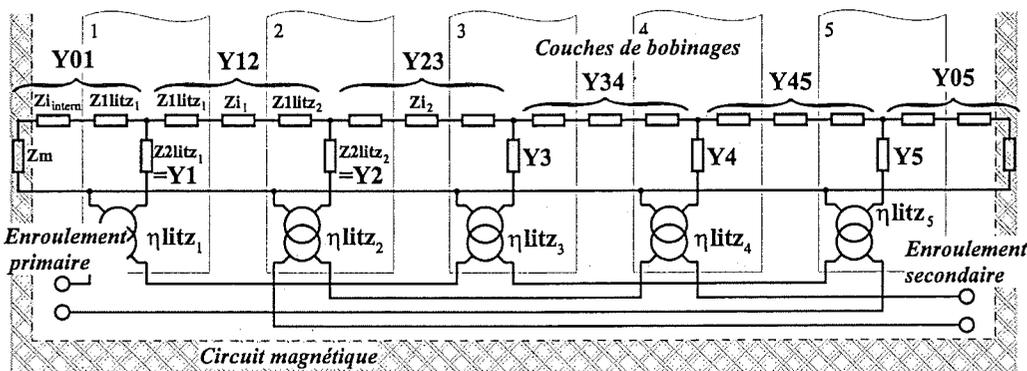


Figure 17 Schéma équivalent d'un transformateur à partir de la méthode du transfert d'énergie

L'avantage de cette approche est d'être modulaire et générique, une méthode de résolution par des matrices a été choisie. Afin de simplifier les équations, toutes les impédances entre deux nœuds sont groupées en une admittance ( $Y01 = Z_m + Z_{i_{interm}} + Z_{1litz_1}$  ;  $Y02 = ..$  ; etc.).

A partir des équations des nœuds, deux matrices de description du circuit (A et B) sont déduites. La matrice 'A' décrit les champs électriques des nœuds internes et 'B' les champs électriques sur les connexions extérieures.

$$\text{Nœud 1 : } \frac{E_{int_1}}{Z_{01}} + \frac{E_{int_1} - E_{int_2}}{Z_{12}} + \frac{E_{int_1} - E_{ext_1}}{Z_1} = 0$$

$$E_{int_1} \cdot \left( \frac{1}{Z_{01}} + \frac{1}{Z_{12}} + \frac{1}{Z_1} \right) - E_{int_2} \cdot \frac{1}{Z_{12}} = E_{ext_1} \cdot \frac{1}{Z_1}$$

Une équation matricielle générale est déduite :

$$E_{int} \cdot A = E_{ext} \cdot B$$

ou 'A' et 'B' sont :

$$A = \begin{vmatrix} Y_{01} + Y_1 + Y_{12} & -Y_{12} & 0 & 0 & 0 \\ -Y_{12} & Y_{12} + Y_2 + Y_{23} & -Y_{23} & 0 & 0 \\ 0 & -Y_{23} & Y_{23} + Y_3 + Y_{34} & -Y_{34} & 0 \\ 0 & 0 & -Y_{34} & Y_{34} + Y_4 + Y_{45} & -Y_{45} \\ 0 & 0 & 0 & -Y_{45} & Y_{45} + Y_5 + Y_{05} \end{vmatrix}$$

$$B = \begin{vmatrix} Y_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_5 \end{vmatrix}$$

$$C = \begin{vmatrix} \eta_{litz_1}^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \eta_{litz_2}^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \eta_{litz_3}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \eta_{litz_4}^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \eta_{litz_5}^{-1} \end{vmatrix}$$

Les densités de courant et champs électriques du point d'injection d'énergie sont liés aux courants d'enroulement et leur tension par la dernière matrice (C).

La matrice d'admittance est obtenue en calculant la densité de courant injecté et donc le courant d'enroulement.

$$Y = [C \cdot [B - (B \cdot A^{-1} \cdot B)] \cdot C]$$

Jusque là seulement les géométries et les matériaux des couches ont été pris en compte. Ainsi la matrice d'admittance décrit la structure sans les connexions des couches.

Les connexions vont réduire le nombre d'inconnues et donc la taille de la matrice. La matrice finale du transformateur est obtenue par des opérations sur les lignes et colonnes.

Deux types de connexion se présentent : - soit la mise en série de plusieurs couches,  
- soit la connexion en parallèle.

Dans le cas de la mise en parallèle les opérations sont effectuées sur la matrice d'admittance. Le cas présent, ne fait intervenir que des connexions en série, les opérations seront donc effectuées sur la matrice d'impédance.

Configuration : La mise en série des couches 1,3 et 5 forment le primaire et les couches 2 et 4 en série le secondaire.

En additionnant les lignes et les colonnes composant un enroulement de la matrice d'impédance ( $Z = Y^{-1}$ ) nous arrivons à une matrice 2x2 qui représente le circuit magnétique de notre transformateur.

Sachant que la résistance et l'inductance série seront trouvées par une mesure en court-circuit, nous pouvons obtenir  $Z_{cc}$  à partir de la matrice impédance en faisant  $V_2 = 0$ .

$$\begin{vmatrix} V_1 \\ V_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_{t11} & Z_{t12} \\ Z_{t21} & Z_{t22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \end{vmatrix} \Rightarrow Z_{cc} = Z_{t11} - \frac{Z_{t12} \cdot Z_{t21}}{Z_{t22}}$$

### 2.2.4.3 COMPARAISON AVEC LA MESURE.

Nous avons appliqué les deux méthodes sur notre transformateur test, les résultats pour une comparaison avec la mesure sont donc disponibles. C'est à dire les valeurs de la résistance et de l'inductance série directement pour la première méthode et la partie réelle et imaginaire de l'impédance de court-circuit pour la deuxième.

Du point de vue de la mesure, l'impédance en court-circuit du transformateur est issue du pont de mesure d'impédance HP4194A.

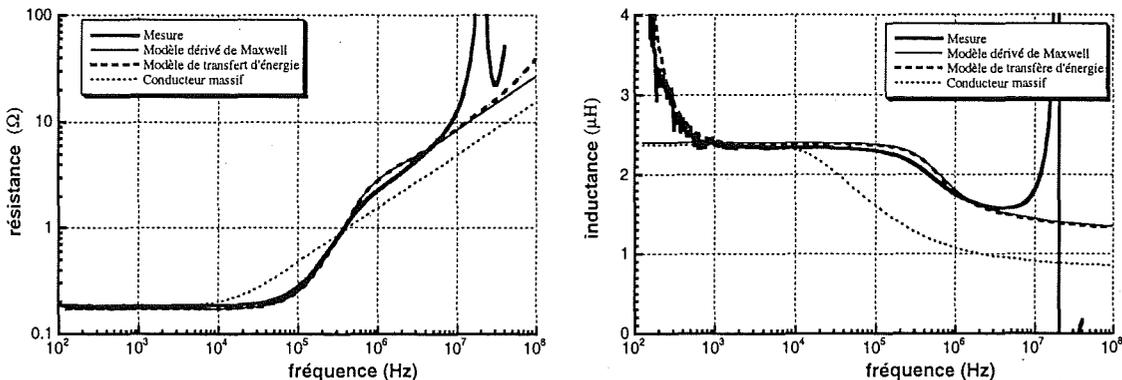


Figure 18 Courbes d'évolution de la résistance et de l'inductance série avec la fréquence (mesure et les deux modèles)

Nous pouvons premièrement constater que les deux modèles sont strictement identiques, ce qui n'est pas étonnant puisqu'ils émanent du même développement 1D. Les écarts sur la résistance en haute fréquence et sur l'inductance en basse fréquence sont uniquement dus à l'influence du circuit magnétique.

Par rapport à la mesure une bonne concordance peut être constatée. La divergence entre la mesure et les modèles en haute fréquence provient de l'intervention des résonances (2.3 Extension du modèle électrostatique.).

Dans ce graphe nous avons également tracé un modèle de conducteur massif, c'est-à-dire qui ne tiendrait pas compte des plaques provenant du fils de Litz. On peut ici se rendre compte de l'apport de la modélisation du fils de Litz pour la pertinence des modèles analytiques.

Plusieurs autres transformateurs ont fait l'objet d'une caractérisation analytique. Les résultats pour la résistance série sont à chaque fois aussi bon, par contre sur l'inductance des écarts de niveau (valeur en continu) sont perceptibles. Nous soupçonnons l'hypothèse d'une insuffisance de la modélisation 1D. C'est pourquoi nous allons recalculer cette valeur de départ par une approche 2D.

### 2.2.5 METHODE 2D.

La prise en compte d'une deuxième ou même de la troisième dimension doit être envisagée. Les moyens actuellement à notre disposition pour tenir compte de plusieurs dimensions sont le calcul par éléments finis avec les logiciels FLUX 2D et FLUX 3D. Dans le cas du dimensionnement, l'utilisation de tels logiciels est encore envisageable, même si cela est déjà lourd. En revanche les temps de calcul nécessaires sont incompatibles pour une utilisation en optimisation.

Une approche 2D par calculs analytiques semble être la bonne voie. La deuxième dimension qui peut être prise en compte est la hauteur. Cette méthode va nous permettre de tenir compte d'un emplacement quelconque des couches dans la fenêtre de bobinage. Outre l'amélioration de la précision de la valeur de l'inductance basse fréquence, cette méthode permet d'étendre le domaine d'utilisation du calcul analytique.

Dans la configuration de court-circuit, dans laquelle l'inductance de fuite est définie, les ampères-tours résultantes sur la fenêtre de bobinage sont nulles. A partir du théorème d'Ampère on trouve que le laplacien de A est égal à zéro.

$$\frac{d^2 A}{dx^2} + \frac{d^2 A}{dy^2} = 0$$

Dans la littérature [Binns] une solution par les séries de Fourier existe et elle sera utilisée.

$$A = \sum_m \sum_n B_1 \cdot \cos(m \cdot x) \cdot \cos(n \cdot y) + \sum_m \sum_n B_2 \cdot \cos(m \cdot x) \cdot \sin(n \cdot y) \\ + \sum_m \sum_n B_3 \cdot \sin(m \cdot x) \cdot \cos(n \cdot y) + \sum_m \sum_n B_4 \cdot \sin(m \cdot x) \cdot \sin(n \cdot y)$$

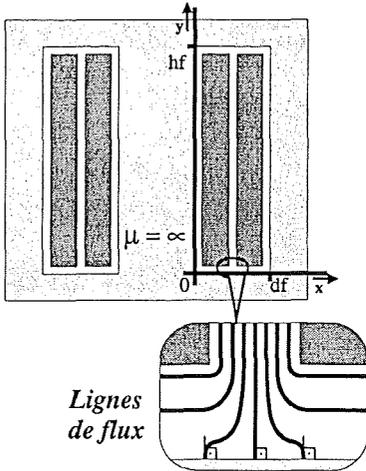


Figure 19 Conditions aux limites

Dans l'hypothèse d'un conducteur magnétique parfait entourant la fenêtre de bobinage d'un transformateur, les lignes de flux et donc le potentiel vecteur (A) est perpendiculaire aux limites de cette fenêtre.

$$\left( \frac{dA}{dx} \right)_{x=0} = 0 ; \left( \frac{dA}{dx} \right)_{x=df} = 0 ;$$

$$\left( \frac{dA}{dy} \right)_{y=0} = 0 ; \left( \frac{dA}{dy} \right)_{y=hf} = 0$$

A partir des conditions aux limites émanant de cette configuration le système est grandement simplifié. Le potentiel vecteur (A) se calcule dans ce cas de figure de la manière suivante:

$$A = \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} B_{h,k} \cdot \cos(m_h \cdot x) \cdot \cos(n_k \cdot y)$$

$$\text{avec : } m_h = (h-1) \cdot \frac{\pi \cdot x}{df} ; n_k = (k-1) \cdot \frac{\pi \cdot y}{hf}$$

A l'intérieur des surfaces conductrices la densité de courant (J) est reliée au potentiel vecteur (A) par l'intermédiaire de l'équation de Poisson.

$$\frac{d^2 A}{dx^2} + \frac{d^2 A}{dy^2} = -\mu_0 \cdot J$$

Cette relation permet de déterminer les termes 'B<sub>h,k</sub>'. Afin de faciliter l'intégration sur les surfaces des conducteurs, seules des plaques rectangulaires sont définies. Les données de la limite des plaques en x et y (x<sub>1</sub>, x<sub>2</sub>, y<sub>1</sub>, y<sub>2</sub>) et de la densité de courant (J) sont nécessaires à ce calcul.

$$B_{h,k} = \frac{4 \cdot \mu_0}{df \cdot hf} \cdot \frac{1}{m_h^2 + n_k^2} \cdot \sum_{i=1}^p J_i \cdot \frac{\sin(m_h \cdot x_{2i}) - \sin(m_h \cdot x_{1i})}{m_h} \cdot \frac{\sin(n_k \cdot y_{2i}) - \sin(n_k \cdot y_{1i})}{n_k}$$

Quand 'h' ou 'k' sont égales à '1' des solutions spécifiques doivent être spécifiées.

$$B_{1,k} = \frac{2 \cdot \mu_0}{df \cdot hf} \cdot \frac{1}{n_k^2} \cdot \sum_{i=1}^p J_i \cdot (x_{2i} - x_{1i}) \cdot \frac{\sin(n_k \cdot y_{2i}) - \sin(n_k \cdot y_{1i})}{n_k}$$

$$B_{h,1} = \frac{2 \cdot \mu_0}{df \cdot hf} \cdot \frac{1}{m_h^2} \cdot \sum_{i=1}^p J_i \cdot (y_{2i} - y_{1i}) \cdot \frac{\sin(m_h \cdot x_{2i}) - \sin(m_h \cdot x_{1i})}{m_h}$$

Connaissant l'expression globale du potentiel vecteur (A) de notre problème et les termes 'B<sub>h,k</sub>' à l'intérieur des conducteurs (sources magnétiques), la solution est définie sur toute la fenêtre.

L'inductance de fuite, l'objectif de ce calcul, est définie par l'énergie stockée dans la fenêtre de bobinage.

$$W = \iint A \cdot J \cdot dx \cdot dy = \frac{1}{2} \cdot L_f \cdot I^2$$

Nous aboutissons maintenant à une équation définissant l'inductance de fuite à partir des données géométriques ( $x_1$ ,  $x_2$  et  $y_1$ ,  $y_2$ ) et des densités de courant ( $J$ ) des différents conducteurs.

$$L_f = \frac{1}{I^2} \cdot \frac{2 \cdot \mu_0}{df \cdot hf} \left[ \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{n_k} \cdot \sum_{i=1}^p J_i \cdot (x_{2_i} - x_{1_i}) \cdot \frac{\sin(n_k \cdot y_{2_i}) - \sin(n_k \cdot y_{1_i})}{n_k} \right]^2 \dots \right. \\ \left. + \sum_{h=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{m_h} \cdot \sum_{i=1}^p J_i \cdot (y_{2_i} - y_{1_i}) \cdot \frac{\sin(m_h \cdot x_{2_i}) - \sin(m_h \cdot x_{1_i})}{m_h} \right]^2 \dots \right. \\ \left. + \sum_{k=2}^{\infty} \sum_{h=2}^{\infty} \left[ \frac{2}{m_h^2 + n_k^2} \cdot \sum_{i=1}^p J_i \cdot \frac{\sin(n_k \cdot y_{2_i}) - \sin(n_k \cdot y_{1_i})}{n_k} \cdot \frac{\sin(m_h \cdot x_{2_i}) - \sin(m_h \cdot x_{1_i})}{m_h} \right]^2 \right]$$

Le courant ( $I$ ) dans cette équation est le courant de l'enroulement par rapport auquel on veut définir l'inductance de fuite et 'p' est le nombre de plaques qui se trouvent dans la fenêtre de bobinage. L'inductance de fuite est obtenue par unité de longueur 'H/m' puisque la troisième dimension n'intervient pas.

Comme démonstration de la nécessité et vérification de la validité du modèle 2D, deux configurations ont été définies. Une confrontation de ces deux configurations a été effectuée à partir du calcul par notre modèle 2D, un calcul par éléments finis sur 'Flux 2D' et enfin une réalisation pratique.

Pour mettre en évidence ces phénomènes en pratique nous avons réalisé deux bobinages avec des enroulements entrelacés de hauteur différente. Par souci de comparaison l'enroulement entrelacé est réalisé une fois avec dans le même plan 4 fils en parallèle et l'autre fois seulement avec 3 fils en parallèle, en utilisant les mêmes fils. A part la variation de la hauteur du bobinage, c'est donc uniquement la résistance en continue qui varie.

Les calculs 2D donnant l'inductance par unité de longueur, pour la comparaison avec la mesure il est nécessaire de multiplier les résultats des calculs 2D par la longueur moyenne du bobinage.

**Tableau 8 Comparaison entre les différentes méthodes.**

Configuration	Méthode 2D	Flux 2D	Mesure	Calcul 1D
bobinages de même hauteur	$L_f = 6.541 \mu\text{H}$	$L_f = 6.549 \mu\text{H}$	$L_f = 8.97 \mu\text{H}$	$L_f = 6.05 \mu\text{H}$
bobinages de hauteur différente	$L_f = 11.904 \mu\text{H}$	$L_f = 11.908 \mu\text{H}$	$L_f = 13.3 \mu\text{H}$	

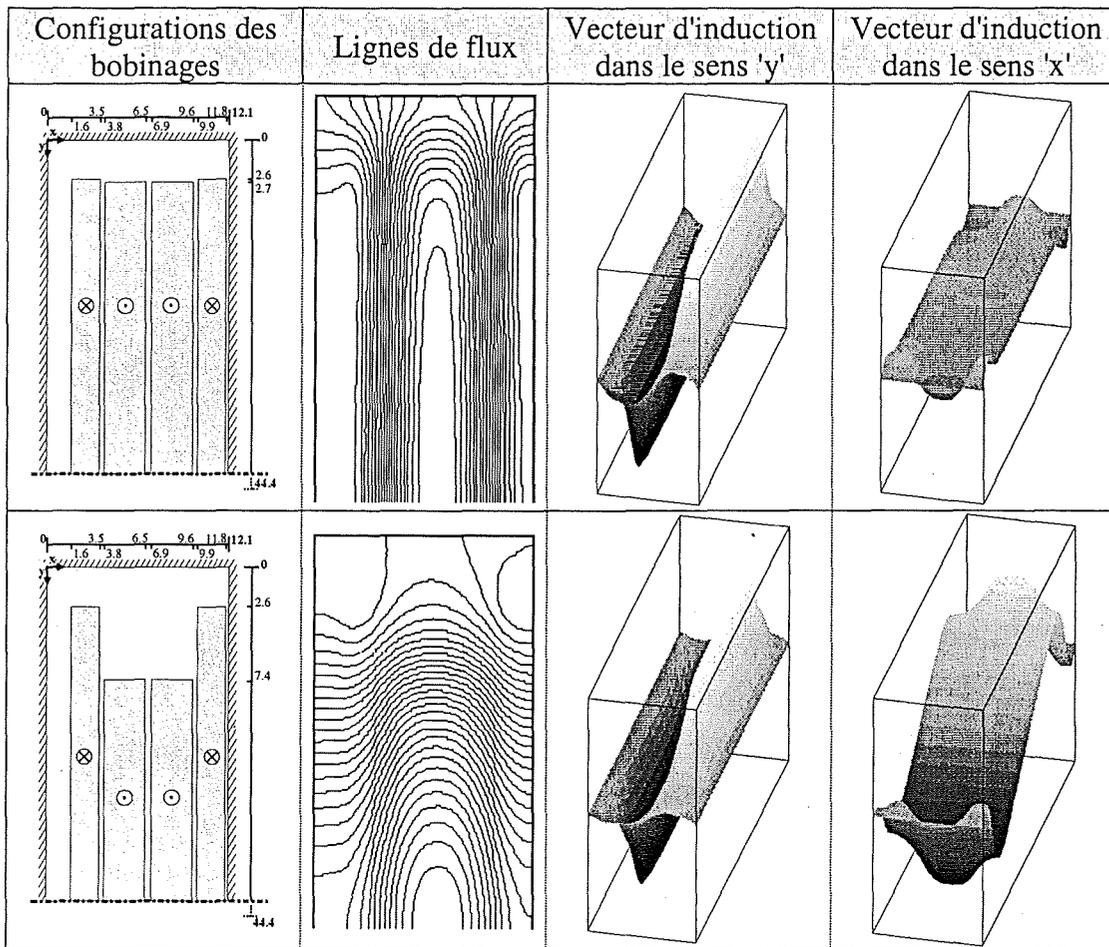


Figure 20 Application du modèle 2D au deux configuration.

La comparaison des deux configurations permet de voir une nette augmentation de l'inductance de fuite pour la configuration avec des hauteurs de bobinage différentes. Cette augmentation est confirmée par Flux 2D et la mesure (Tableau 8). En 'Figure 20' on peut voir l'évolution des lignes de flux et du vecteur de l'induction (B), qui pour une question d'illustration est décomposée selon les deux directions de la fenêtre (x, y). La composante de l'induction en direction de la longueur (y) de la fenêtre varie peu par contre on peut remarquer de grandes différences entre les deux configurations sur l'évolution de l'induction selon la largeur de la fenêtre. Cette composante d'induction supplémentaire génère naturellement un flux et donc des fuites supplémentaires.

Dans la réalisation du transformateur il faut donc être conscient qu'une différence de la hauteur des bobinages provoque une augmentation de l'inductance de fuite.

Par ailleurs pour des bobinages de hauteur identique l'apport du calcul 2D ne permet pas de combler les écarts par rapport à la mesure ( $L_f = 6.05 \mu\text{H}$  en calcul 1D). Cette méthode reste

intéressante cependant dans le cas de bobinages moins classiques, par exemple les bobinages en galette.

### 2.2.5.1 LIMITE DE VALIDITE DE L'HYPOTHESE 1D.

Dans le cas de bobinages ne remplissant pas la totalité de la fenêtre, c'est à dire de bobinages dont les hauteurs sont différentes nous avons mis en évidence la limite de la modélisation 1D. Celle-ci avait été contournée grâce à une simulation éléments finis qui ne permettait pas une intégration aisée dans le processus d'optimisation dont on parle. La formulation des éléments séries et par extension des pertes joules dans les bobinages faisant directement intervenir les grandeurs géométriques caractéristiques par des expressions analytiques est évidemment la solution idéale et qui permet une intégration facile dans un processus d'optimisation. Cet objectif a été atteint pour l'instant en basse fréquence grâce à une décomposition en série de Fourier bidimensionnelle (méthode 2D). Il serait souhaitable d'étendre cette démarche en prenant en compte l'effet de la fréquence dans le futur.

Cette approche est bien sûr beaucoup plus précise que l'approche 1D puisqu'elle permet de prendre en considération les effets de bord qui se matérialisent aux sommets des bobinages. Elle est donc parfaitement exacte dans le cas de matériaux magnétiques sous forme de pot.

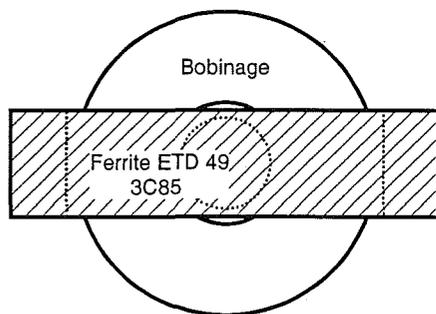


Figure 21 Vue par-dessus d'un transformateur

En revanche, elle reste insuffisante dans le cas de noyaux magnétiques en 'E' utilisés dans nos exemples, malheureusement les plus courants car peu coûteux (Figure 21). L'approche éléments finis 3D n'est pas envisageable dans un processus d'optimisation à cause de sa lourdeur mais une démarche analogue à celle que nous avons menée en 2D n'apparaît pas facile à mettre en œuvre. Ce n'est pas pour l'instant la priorité de nos

recherches.

### 2.2.6 CONCLUSION.

Dans ce paragraphe nous avons repris et fait évoluer des méthodes de calcul unidimensionnelles pour la prédiction des composantes séries du modèle magnétique. L'aspect d'enroulement de fils multi-brins (fil de Litz) a été assimilé. Deux approches ont été mises en œuvre et une évaluation des résultats par rapport aux mesures les a validés. Nous sommes donc capables d'intégrer dans la conception d'un transformateur le calcul des pertes dans les bobinages et de l'inductance de fuite en fonction de la fréquence. Ceci dans le cas où

l'on est assez proche d'une configuration 1D, ce qui est synonyme d'une fenêtre de bobinage bien remplie.

Une extension du domaine d'application est réalisée par une approche analytique 2D. Cette méthode permet de prendre en compte toute sorte de bobinages. Pour l'instant nous sommes limités à la résolution du problème en basse fréquence. On peut le résoudre en fréquence mais nous n'avons pas jugé utile de le faire puisque une approche 3D doit être conduite pour se rapprocher de la mesure.

Avant de continuer l'amélioration des modèles, des campagnes des mesures sur des prototypes spécifiques permettent de confirmer les modèles établis jusque là.

- configuration 1D: pot de ferrite avec des fenêtres de bobinage de hauteur grandes par rapport à leur largeur. Bobinage en couche de hauteur identique en méplat.
- configuration 2D: pot de ferrite avec différentes fenêtres de bobinage (rapport largeur sur hauteur). Bobinages de différentes configurations (hauteurs différentes, galettes, etc)

Plusieurs points majeurs de la partie magnétique restent encore à finaliser.

- La représentation et le prédétermination du circuit parallèle (inductance magnétisante et pertes) posent des problèmes. Des travaux dans ce domaine sont en cours et des résultats ont déjà été obtenus [Fouassier-98/4], par contre il reste encore à en tirer la quintessence pour une utilisation en conception telle que nous la souhaitons.
- L'entrefer dans un transformateur ou une inductance semble encore poser bien des problèmes aussi bien en caractérisation qu'en modélisation comme nous le verrons dans le prochain chapitre. Des campagnes de mesures ciblées pourrait permettre de mieux cadrer ce problème et d'apporter des pistes d'investigation.
- Un dernier point important est la prise en compte de la saturation. Souvent les transformateur sont dimensionnés à la limite de la saturation. Ce point n'a pour l'instant pas été abordé. Une approche expérimentale pourrait donner des idées sur l'ampleur de la problématique en électronique de puissance.

## 2.3 EXTENSION DU MODELE ELECTROSTATIQUE.

### 2.3.1 LES INSUFFISANCES DU MODELE 6 CAPACITES.

Le fonctionnement des dispositifs électrotechniques se fait en mode différentiel. La présence de la terre n'est en principe pas une gêne puisque jusqu'ici les fréquences de fonctionnement étaient basses et les capacités parasites entre le dispositif et la terre ainsi que les courants induits dans la terre parfaitement négligeables.

L'électronique de puissance quant à elle voit sa fréquence de récurrence augmenter d'année en année et surtout les transitoires ( $di/dt$  et  $dv/dt$ ) sont de plus en plus sévères.

Lors des caractérisations expérimentales de nos transformateurs nous nous retrouvons à solliciter ces composants jusqu'à des fréquences de 40 MHz, situation analogue à celle du fonctionnement réel au sein du convertisseur. Il nous a donc semblé important de redéfinir totalement la procédure de caractérisation puisque de 3 potentiels indépendants nous passons à 4 potentiels (Figure 22). De plus la méthode utilisée jusque là pose des problèmes de cohérence entre différentes configurations de mesure redondantes.

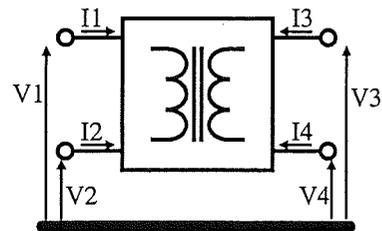


Figure 22 quatre potentiels indépendants.

Contrairement à ce que l'on pourrait croire, l'influence conjointe du mode commun et différentiel peut se faire sentir relativement bas en fréquence.

### 2.3.2 MODELE 10 CAPACITES.

Comme en vient de le décrire, un modèle avec 6 capacités permet de représenter l'énergie électrostatique d'un transformateur. En CEM, les courants de mode commun jouent un rôle très important.

Pour des raisons d'espace et de montage, les transformateurs sont souvent placés à proximité des interrupteurs, par conséquent proches du plan de masse. La prise en compte de l'implantation du transformateur doit intervenir dans la modélisation.

Un quatrième potentiel, en l'occurrence le plan de masse, vient s'ajouter à notre modèle. Les quatre tensions indépendantes sont donc naturellement définies par rapport à ce plan de masse (Figure 22) et les courants rentrants sont considérés comme positifs. La représentation énergétique nécessite maintenant 10 capacités.

La démarche d'identification décrite dans l'état de l'art (6 capacités) étant déjà assez complexe et confuse il nous a semblé utile de changer de démarche. La description du système d'équation sous forme matricielle est plus adaptée [Labouré-96].

L'identification des capacités par la fréquence de résonance reste l'approche la plus fiable, ce qui implique de disposer du modèle magnétique sous forme matricielle avec quatre tensions, ce modèle est présenté en 'Figure 23'.

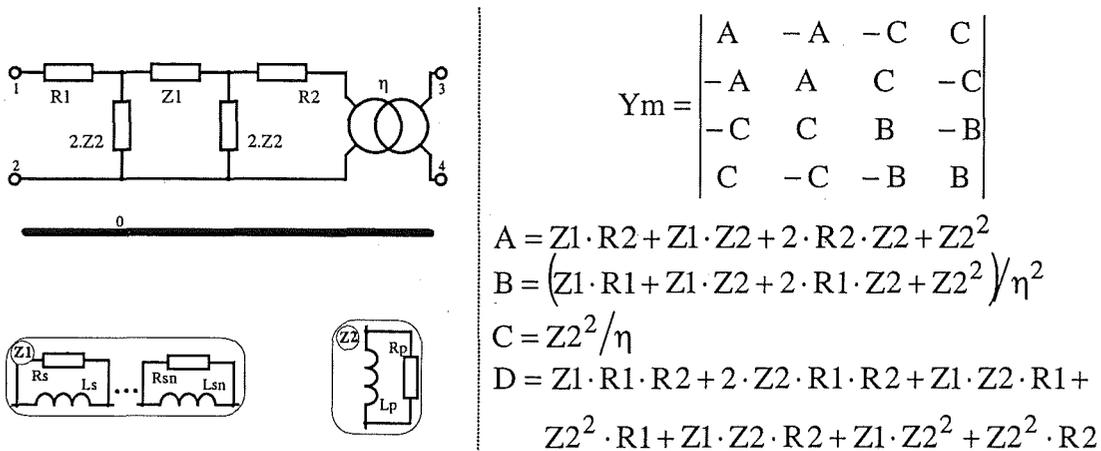


Figure 23 Admittance du modèle magnétique.

Pour le modèle magnétique nous avons conservé la disposition en 'π' des éléments, par contre pour le modèle électrostatique une implantation cohérente avec l'expression matricielle a été choisie.

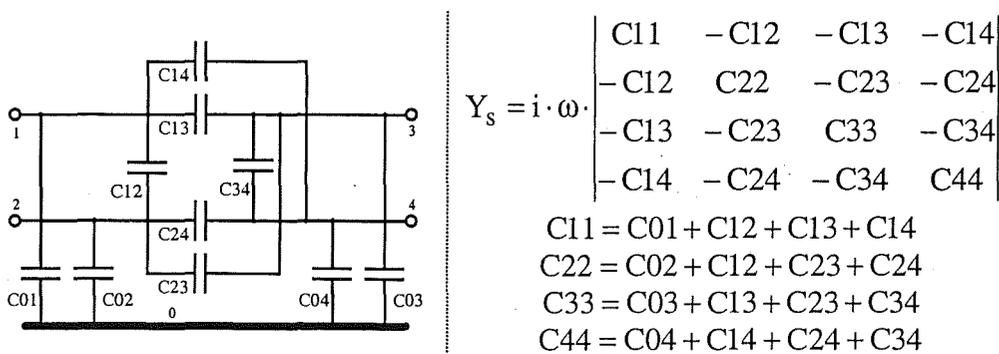


Figure 24 Admittance du modèle électrostatique.

A partir des expressions d'admittance des modèles magnétiques et électrostatiques la matrice d'admittance du transformateur s'exprime par la somme des deux ( $Y_t = Y_m + Y_s$ ).

Par la méthode de mesures d'impédance il n'est pas possible de mesurer directement tous les éléments de la matrice. Pour pouvoir s'affranchir de ce problème deux solutions sont envisageables.

- Changer la méthode de mesure. Afin de mesurer les impédances (ou admittances) de toute la matrice directement, il faut pouvoir capter le courant sur une branche

différente de celle où l'on mesure la tension. Par une mesure de gain-phase sur le pont HP4194A avec une sonde de courant supplémentaire, il est possible de réaliser de telles mesures. Des tests dans ce sens révèlent une plage de fréquences exploitables insuffisantes (la cause principale en est la sonde de courant).

- Traitement mathématique des mesures. Dans le cas le plus général on peut dire que l'on fait 10 mesures indépendantes et par une résolution du système d'équations on obtient les valeurs de 10 capacités. Le problème dans ce cas est qu'avec le nombre d'opérations effectuées, l'incertitude de mesure peut croître assez vite.

Néanmoins nous allons dans notre cas procéder par traitement mathématique. Il s'agit dans ce cas de faire uniquement des mesures d'impédances. Afin de réduire au maximum le nombre d'opération de calcul, le choix de faire intervenir au plus deux admittances de la matrice pour la résolution a été décidé. Concrètement l'impédance mesurée ne dépend que de deux éléments de la matrice.

Pour les éléments diagonaux de la matrice, le problème ne se pose pas, les impédances peuvent être mesurées directement.

Mesure de la tension et du courant sur un nœud, en court-circuitant les autres :

$$\begin{pmatrix} I1 \\ I2 \\ I3 \\ I4 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Y11 & Y12 & Y13 & Y14 \\ Y12 & Y22 & Y23 & Y24 \\ Y13 & Y23 & Y33 & Y34 \\ Y14 & Y24 & Y34 & Y44 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \Rightarrow \frac{I1}{V1} = Y11 = \frac{1}{Z11_{\text{mesure}}}$$

Comme pour cet exemple on peut généraliser sur toute la diagonale.

$$Z_{xx_{\text{mesure}}} = 1/Y11$$

Pour la détermination des éléments extra diagonaux il suffit de laisser une branche à vide.

$$\begin{pmatrix} I1 \\ 0 \\ I3 \\ I4 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Y11 & Y12 & Y13 & Y14 \\ Y12 & Y22 & Y23 & Y24 \\ Y13 & Y23 & Y33 & Y34 \\ Y14 & Y24 & Y34 & Y44 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V1 \\ V2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \Rightarrow \frac{I1}{V1} = Y11 - \frac{Y12^2}{Y22} = \frac{1}{Z12_{\text{mesure}}}$$

En général :

$$Z_{xy_{\text{mesure}}} = \frac{Y22}{Y11 \cdot Y22 - Y12^2}$$

Connaissant les équations liant la matrice aux mesures réalisables il suffit pour identifier les capacités de la matrice électrostatique d'obtenir la fréquence de la résonance, ce qui peut être facilement déduit des mesures. A la fréquence de résonance d'autres paramètres peuvent être

estimés. Dans notre cas, le fait que l'impédance soit purement réelle ( $\text{Im}(Z) = 0$ ) à la fréquence de résonance est un élément précieux.

Connaissant la matrice électromagnétique à partir d'une identification antérieure et les fréquences de résonances des différentes mesures, il est maintenant possible de calculer les capacités de la matrice électrostatique.

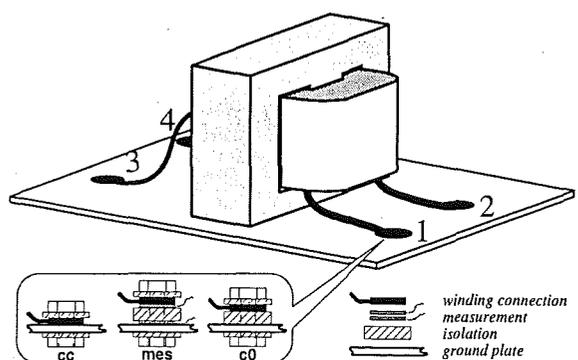
Un protocole d'identification global du transformateur à deux enroulements est présenté dans le point suivant.

## 2.4 PROTOCOLE D'IDENTIFICATION.

Dans ce protocole nous allons décrire la démarche actuelle pour l'identification d'un transformateur à deux enroulements par rapport à un plan de référence. Comme support d'exploitation un fichier Mathcad est mis à disposition en Annexe 2.

### 2.4.1 MESURES A EFFECTUER.

Les mesures à effectuer pour l'identification du transformateur sont des mesures d'impédances en fonction de la fréquence. L'instrument utilisé pour ces mesures est un analyseur d'impédance HP4194A. Cet instrument permet de mesurer des impédances dans la gamme de fréquences de 100 Hz à 40 MHz. Plusieurs formats de mesures sont possibles (module et phase, résistance et inductance série, etc.). Puisque dans notre cas une exploitation logicielle suit, ce format n'a que peu d'importance. Nous avons choisi de faire toutes les mesures en module et phase.



court-circuit 'cc' ; point de mesure 'mes' ;  
circuit ouvert 'c0'

Résistance en continu des deux enroulements ( $R_1$  et  $R_2$ )

Mesures	Points de connexions			
	1	2	3	4
Z11	mes	cc	cc	cc
Z12	mes	c0	cc	cc
Z13	mes	cc	c0	cc
Z14	mes	cc	cc	c0
Z22	cc	mes	cc	cc
Z23	cc	mes	c0	cc
Z24	cc	mes	cc	c0
Z31	c0	cc	mes	cc
Z33	cc	cc	mes	cc
Z34	cc	cc	mes	c0
Z44	cc	cc	cc	mes

Figure 25 Réalisation des 11 configurations de mesures nécessaires.

## 2.4.2 EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE ELECTROMAGNETIQUE.

- Identification des grandeurs parallèles (Rp et Lp).

La mesure Z13 est une mesure avec le secondaire à vide. Les éléments parallèles (circuit magnétique) sont prépondérants. Avant la résonance le caractère inductif domine, il représente Lp. Au point de résonance l'impédance est purement réelle, la résistance Rp en est déduite.

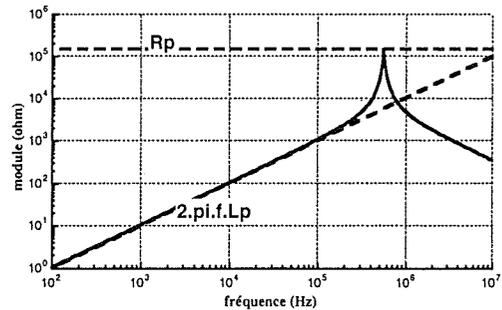


Figure 26 Rp et Lp extrait de la mesure Z13

La résistance et l'inductance parallèle (Rp et

Lp) du transformateur sont des valeurs globales. La représentation en 'π' sépare les effets parallèles en deux parties. Dans le schéma, on retrouve donc ce facteur 2 (Figure 23).

- Déduction du rapport de transformation (η).

Le circuit magnétique étant une constante pour les deux enroulements, l'inductance magnétisante (Lp) est identique au rapport de transformation prêt vue des deux cotés. Possédant déjà la valeur de Lp vue du primaire il reste à répéter la démarche pour Z31 afin d'obtenir l'inductance magnétisante Lp' vue du secondaire. Le rapport de transformation se déduit maintenant par la racine carrée du rapport des inductances.

$$\eta = \sqrt{Lp'/Lp}$$

- Résistances de bobinage basse fréquence (R1 et R2)

La précision de cet instrument dans les faibles impédances (< 100 mΩ) devient assez médiocre (< 10 %). Les résistances en continu des enroulements étant très faibles, ces valeurs sont mesurées séparément avec un micro-ohmmètre (AOIP OM10).

Néanmoins un contrôle sur la somme des deux résistances est possible en regardant la valeur basse fréquence des mesures en court-circuit (Figure 27).

- Détermination de l'impédance série (Z1)

Cette impédance représente les pertes des bobinages dépendant de la fréquence. La pente caractéristique de la variation de la résistance avec la fréquence est de  $\sqrt{f}$ . Pour représenter une telle pente dans le diagramme de Bode avec un schéma équivalent il est nécessaire d'approcher la courbe avec des cellules R-L parallèles (Figure 23). L'identification de ces cellules est un peu délicate. Nous allons donc présenter une démarche qui permet de dimensionner ces cellules.

Sur les traces du module et de la phase, il est difficile de voir l'influence de la fréquence sur la résistance et l'inductance série. Le travail d'identification est donc principalement à effectuer sur la courbe de la résistance série ( $Re(Z(f))$ , Figure 27).

Il faut d'abord définir le nombre de cellules du modèle. L'expérience montre qu'avec trois cellules on obtient une précision d'environ 10%. Nous allons définir deux asymptotes par cellule. Nous avons d'un côté les asymptotes constantes avec la fréquence 'A' et de l'autre celles variant avec le carré de la fréquence 'B'. Pour la résistance en continu une asymptote supplémentaire A0 est nécessaire. La disposition des asymptotes se fait en épousant la courbe mesurée le mieux possible. L'ajustage de paramètres se fait sur le tracé de l'erreur. Pour cela il faut d'abord convertir les asymptotes en cellules R-L parallèles ce qui permet de calculer l'impédance :

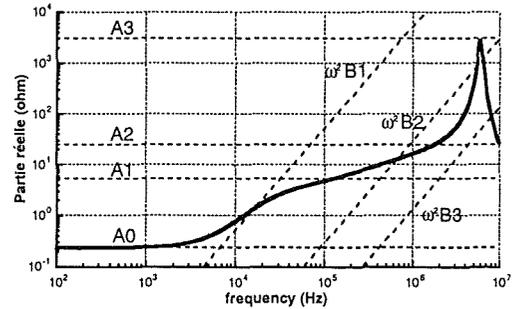


Figure 27 Description de 'Rs' par des asymptotes 'A', 'B'.

$$Z = R1 + R2 + \sum_n \frac{R_{sn} \cdot i \cdot \omega \cdot L_{sn}}{R_{sn} + i \cdot \omega \cdot L_{sn}}$$

$$R1 + R2 = A0$$

$$R_{sn} = A_n \cdot A_{n-1}$$

$$L_{sn} = \sqrt{B_n \cdot R_{sn}}$$

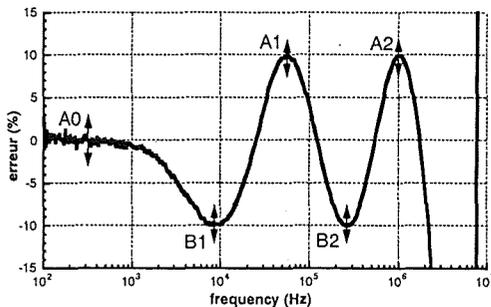


Figure 28 Réglage des erreurs sur la partie réelle.

La courbe de l'erreur entre l'impédance calculée et celle mesurée (Figure 28) permet de facilement affiner les paramètres du modèle. Pour contrôler les maxima, les asymptotes 'A' sont directives. L'erreur est ici directement proportionnelle à la valeur de 'A'. Les asymptotes 'B' contrôlent les minima d'erreur avec une proportionnalité inverse. La dernière cellule (ici A3 et B3) n'est pas libre, son asymptote 'A' est fixée par la valeur du point de la résonance et 'B' est fixée par l'inductance basse fréquence.

Souvent cette valeur n'est pas directement lisible dans la représentation 'Ls(f)'. Cette asymptote 'B' peut donc être fixée en traçant l'erreur sur le module de l'impédance (Figure 29). En centrant cette courbe d'erreur autour de 0 par l'intermédiaire de la valeur de l'inductance en basse fréquence 'Lbf' on arrive à déterminer la dernière cellule du modèle :

$$L_s = L_{bf} - \sum_{n=1}^{N-1} L_{sn} \quad 'N' \text{ étant le nombre de}$$

cellules.

Nous avons pu par ce moyen déterminer les valeurs des cellules R-L parallèles. En final, il est encore possible de rajouter une capacité en parallèle avec l'impédance calculée de manière à respecter la fréquence de résonance. Ceci permet d'affiner les dernières cellules autour de la fréquence de résonance.

Le modèle du circuit magnétique est maintenant achevé. Il reste à présenter l'identification des paramètres électrostatique.

### 2.4.3 IDENTIFICATION DU MODELE ELECTROSTATIQUE.

Cette identification est basée sur la connaissance des fréquences de résonance. La connaissance complète du modèle électromagnétique est donc indispensable dans cette approche. Toutes les mesures présentées dans la 'Figure 25' à part celle de 'Z31' sont nécessaires à cette identification.

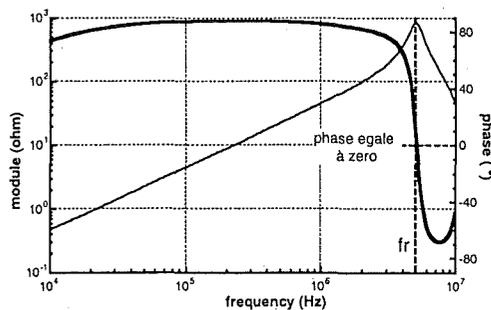


Figure 30 Mesure de la fréquence de résonance.

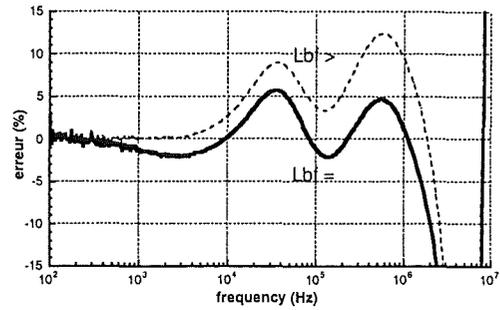


Figure 29 Détermination de Lbf à partir de l'erreur entre les modules.

La sensibilité accrue des capacités avec la fréquence exige une précision très élevée sur la détermination de celle-ci. Le pont de mesure n'effectuant que 401 points sur toute la gamme de fréquence, la fréquence du point du module maximum ne présente pas une précision suffisante. La phase évoluant linéairement autour du point zéro il est donc possible d'atteindre une

précision nettement supérieure par une simple interpolation linéaire.

- ◆ Identification des capacités des mesures dites de court-circuit (Z11, Z22, Z33, Z44).

Les configurations "court-circuit" sont les seules qui permettent la mesure directe de l'impédance représentée dans la matrice. A partir de la fréquence de résonance 'fr' et de connaissant la matrice électromagnétique 'Ym' on peut maintenant déduire la capacité correspondante.

$$C_{XX} = \frac{\text{Im}(Y_{mxx}(fr))}{\omega r}$$

Le calcul des capacités restantes nécessite la connaissance des capacités des configuration "court-circuit".

- ◆ Identification des capacités des mesures à vide (Z12, Z13, Z14, Z23, Z24, Z34).

Ces impédances sont définies par une tension et un courant de différents points de connexion du transformateur. En laissant à vide la connexion appropriée, il est possible de déduire la capacité 'Cxy' numériquement de l'équation suivante :

$$\text{Im} \left( \frac{(Y_{xy}(fr) + i \cdot \omega r \cdot C_{xy})^2}{Y_{myy}(fr) + i \cdot \omega r \cdot C_{yy}} - Y_{mxx}(fr) + i \cdot \omega r \cdot C_{xx} \right) = 0$$

Dans le cas des deux mesures (Z12 et Z34) aucune résonance n'apparaît. Il s'agit ici de mesures de capacité pure. Le calcul de ces deux capacités (C12 et C34) se fait directement à partir de la valeur capacitive mesurée 'C'.

$$C_{xy} = \frac{C_{xx} + C_{yy} - C}{2}$$

La matrice électrostatique est maintenant entièrement identifiée. Pour le modèle il reste à calculer les capacités vers le plan de masse grâce à l'expression suivante.

$$C_{0x} = C_{xx} - \sum_y C_{xy}$$

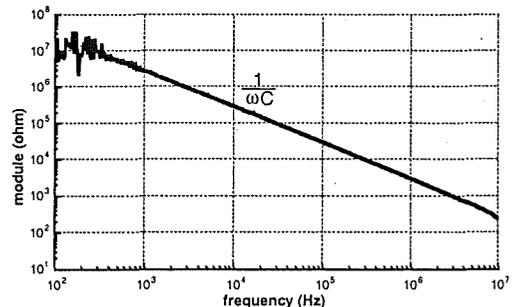


Figure 31 Mesure purement capacitive.

### 2.4.4 COMPARAISON ENTRE LA MESURE ET MODELE.

Cette méthode a déjà été validée sur plusieurs transformateurs et donne des résultats assez encourageants. Comme exemple nous montrons trois mesures des dix, comparées avec le modèle d'un transformateur planar T250.

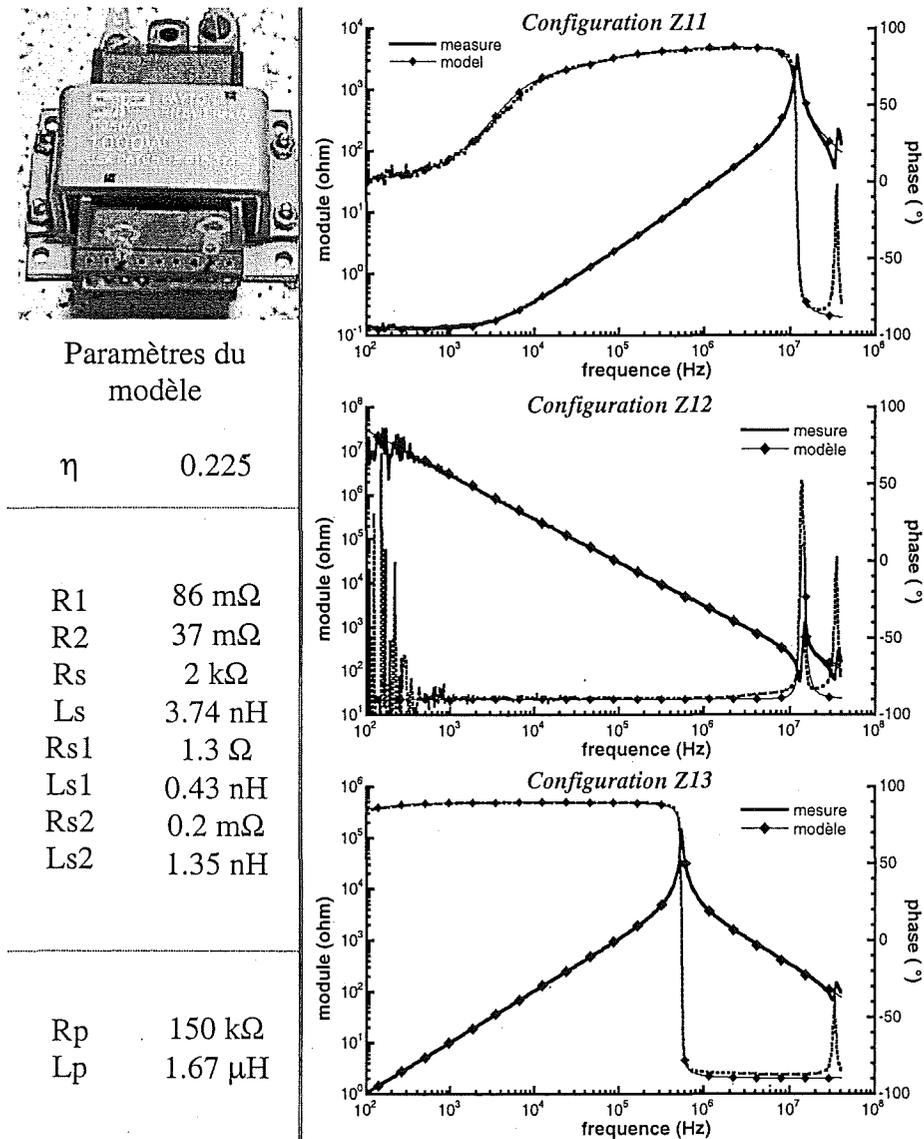


Figure 32 Comparaison du modèle complet avec la mesure.

### 2.4.5 CONCLUSION.

A partir des besoins issus de la modélisation fine pour la CEM, un modèle électrostatique composé de 10 capacités a été mis au point. Des améliorations dans la caractérisation ont également été apportées. Nous disposons maintenant d'un modèle cohérent qui tient compte des courants de fuite vers le plan de masse.

La génération du modèle est basée sur la mesure, la possession du composant est donc indispensable. Pour la conception nous ne disposons donc actuellement pas de modèle. Certes des réflexions sur l'évolution globale des capacités en fonction du bobinage ont été menées [Blache-95] mais ne permettent pas d'aboutir à un modèle de conception.

Le modèle électrostatique issu de la caractérisation a également l'inconvénient d'être un modèle purement mathématique ( capacités négatives). Il n'est pas possible de connaître a priori l'évolution des caractéristiques du modèle électrostatique en faisant varier différents paramètres. Ce modèle peut donc uniquement être traité dans son ensemble.

Du point de vue électrostatique le transformateur reste donc une donnée difficile à manipuler dans le dimensionnement.

## 2.5 CONCLUSION GENERALE.

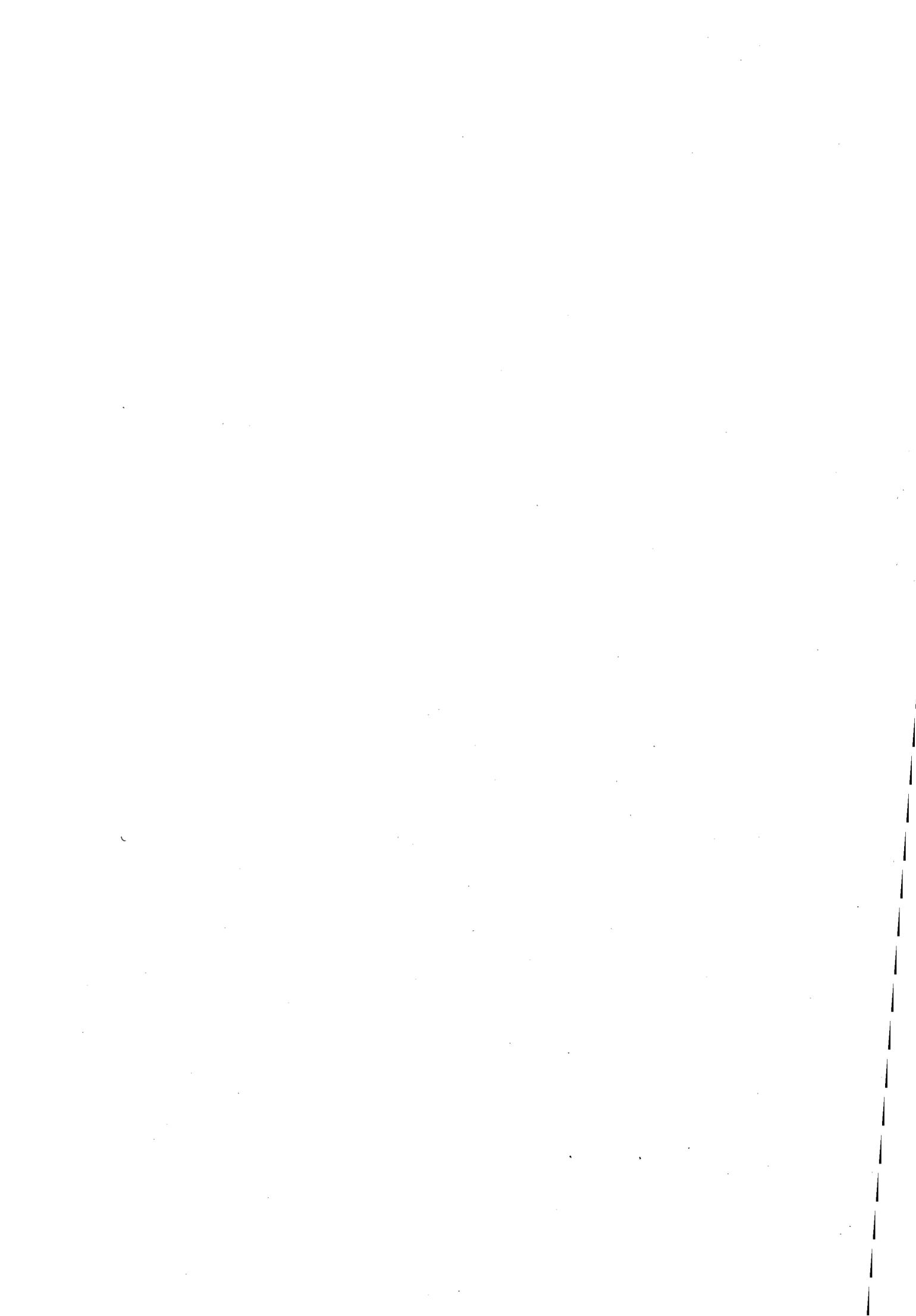
L'identification des paramètres électrostatiques du transformateur est maintenant achevée. Le protocole de mesure semble bien au point, il reste maintenant plusieurs axes à investiguer.

1. Le premier à court terme concerne l'utilisation de tels modèles dans la prédiction des niveaux de bruits générés en mode commun par les convertisseurs. Nous appliquerons ces modèles à nos deux structures tests ; Flyback résonant, Forward en commutation forcée. Ce sera alors l'occasion d'apprécier la pertinence du modèle 10 capacités par rapport à celui beaucoup plus classique à 6 capacités.
2. Pour l'instant il n'est pas envisageable d'engager la phase de synthèse qui consiste à effectuer la même démarche que celle que nous avons menée pour l'aspect magnétique.

Il n'a pas été possible de débiter de tels travaux dans le cadre de cette de thèse.

En revanche nous estimons qu'il sera possible d'appréhender partiellement le problème par le biais de quelques cas particuliers (les plus courants) pour avoir une idée des phénomènes qui conduisent à la valeur numérique des capacités parasites en question.

De cette manière il sera peut être possible de négliger certaines des 10 capacités parasites du modèle électrostatique que nous proposons. Il est plus satisfaisant de partir du modèle théorique le plus complexe et de pouvoir le simplifier si nécessaire plutôt que de compliquer un modèle suivant les cas rencontrés.



# *Chapitre 3*

# TABLES DES MATIERES.

<b>3</b>	<b>PERFORMANCES CEM.</b>	<b>105</b>
<b>3.1</b>	<b>PRÉSENTATION DES DIFFÉRENTES MÉTHODES DE CALCUL DE PERFORMANCES CEM.</b>	<b>107</b>
3.1.1	MÉTHODE ANALYTIQUE.	107
3.1.2	LA SIMULATION DE TYPE 'SPICE'.	108
3.1.3	MÉTHODE FRÉQUENTIELLE.	109
<b>3.2</b>	<b>PRÉSENTATION DES MODELES DE SIMULATION.</b>	<b>111</b>
3.2.1	INTERRUPTEUR.	111
3.2.2	DIODE.	112
3.2.3	TRANSFORMATEUR.	115
3.2.4	INDUCTANCES.	115
3.2.5	CONDENSATEUR.	116
3.2.6	PISTE.	116
3.2.7	RSIL.	118
<b>3.3</b>	<b>PERFORMANCES DU FLYBACK.</b>	<b>120</b>
3.3.1	MÉTHODE ANALYTIQUE.	120
3.3.1.1	Mode différentiel.	120
3.3.1.2	Mode commun.	121
3.3.1.3	Confrontation avec la mesure.	124
3.3.2	MÉTHODE SPICE.	126
3.3.3	MÉTHODE FRÉQUENTIELLE.	128
<b>3.4</b>	<b>PERFORMANCES DU FORWARD</b>	<b>130</b>
3.4.1	MÉTHODE DE SIMULATION TYPE 'SPICE'.	130
<b>3.5</b>	<b>ANALYSE DE SENSIBILITÉ DES PARAMÈTRES SUR LE FLYBACK.</b>	<b>136</b>
3.5.1	CONDENSATEUR D'ENTRÉE.	136
3.5.2	CONDENSATEUR DE SORTIE.	138
3.5.3	CONDENSATEUR DE RÉSONANCE.	139
3.5.4	TRANSFORMATEUR.	139
3.5.5	INTERRUPTEUR MOS.	140
3.5.6	DIODE SCHOTTKY AVEC LE SNUBBER.	141
3.5.7	CAPACITÉS PARASITES VERS LE PLAN DE MASSE.	141
<b>3.6</b>	<b>CONCLUSION.</b>	<b>143</b>

### 3 PERFORMANCES CEM.

Ce chapitre est consacré aux perturbations générées par les alimentations à découpage. En Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) deux types de perturbations sont à considérer : celles conduites et celles rayonnées. Dans le cadre de cette thèse uniquement les perturbations conduites seront abordées. Les connaissances sur le rayonnement sont actuellement encore insuffisantes pour pouvoir les intégrer dans un processus de conception.

La caractérisation des perturbations CEM est soumise à des réglementations (Normes EN 55011, EN 55014 et EN 55022) pour les convertisseurs qui nous concernent. On y spécifie les méthodes de mesure (disposition des équipements, matériel à utiliser) et les niveaux de perturbations à respecter en fonction du domaine d'application. La mesure des courants perturbateurs se fait à l'aide d'un réseau stabilisateur (RSIL).

Le RSIL est un filtre qui rejette les éventuelles perturbations provenant de l'alimentation et qui par ailleurs favorise le rebouclage des perturbations issues de l'objet test en imposant un chemin figé et bien identifié afin d'en faire la mesure. La mesure de ces courants peut s'effectuer sur des résistances  $50 \Omega$  (entrée de l'instrument de mesure) en série avec les capacités du filtre [Scheich-93].

Le dispositif de mesure, défini par la norme, pose des problèmes de mise en œuvre et de modélisation. L'identification des sources, des chemins de propagation internes au montage et leurs impacts sur la conception étant notre souci dans ce domaine, le dispositif n'est pas nécessairement normatif. Dans notre cas, afin de minimiser les incertitudes de câblage entre le RSIL et la maquette, celui-ci est intégré au montage. Les mesures effectuées de cette manière n'ont donc aucune valeur normative et de plus nous nous trouvons dans des conditions de test extrêmement sévères. En effet, la très faible valeur des inductances de câblage reliant le RSIL au montage (inférieure à  $10 \text{ nH}$ ), est fortement pénalisante sur le plan de la modélisation. Nous avons pu montrer que des inductances de l'ordre de ' $500 \text{ nH}$ ' soit approximativement ' $50 \text{ cm}$ ' de fil entre le RSIL et le montage sous test, masquent la plupart des phénomènes inductifs et ramènent les résonances des perturbations dans une plage de fréquence assez basse, ce qui autorise des incertitudes fort grandes sur la détermination des inductances parasites du montage.

La démarche adoptée pour identifier les sources et les chemins de perturbations correspond à peu près à celle appliquée pour le dimensionnement (Chapitre 1 'Etude des structures.'). La

création d'un modèle théorique est la base pour l'analyse des perturbations. Afin d'obtenir une bonne concordance avec la mesure, il est donc nécessaire de posséder des modèles performants. Malheureusement la complexité de ceux-ci liée au nombre de modèles à mettre en œuvre n'est plus gérable analytiquement.

On passe donc obligatoirement soit par une simplification des modèles pour permettre un calcul analytique, soit l'analyse devra être faite avec l'aide de la simulation numérique.

### 3.1 PRESENTATION DES DIFFERENTES METHODES DE CALCUL DE PERFORMANCES CEM.

Plusieurs méthodes existent et des travaux récents (thèse de R.Popescu) ont d'ailleurs permis de mettre à jour une nouvelle méthode très puissante qui repose sur l'utilisation de la solution de la matrice d'état qui rend compte de chacune des phases de fonctionnement du convertisseur.

Jusqu'à ce jour, deux méthodes principalement étaient utilisées.

- ◆ Une méthode pratiquement analytique qui permet d'analyser l'influence du chemin de propagation indépendamment de celle des générateurs de perturbations (semiconducteurs en commutation).
- ◆ La simulation de type circuit électrique que l'on peut effectuer à l'aide du logiciel 'Spice' par exemple.

Nous allons maintenant présenter ces différentes méthodes.

#### 3.1.1 METHODE ANALYTIQUE.

Cette méthode respecte fidèlement l'esprit de la CEM c'est à dire la décomposition d'un problème en : source – chemin – victime. Dans notre cas la source de perturbation est bien évidemment le bras (interrupteur – diode) en train de commuter. Le chemin est constitué par les composants passifs et les pistes du convertisseur, mais aussi par les capacités parasites entre points chauds et châssis ainsi que le châssis (radiateur) lui-même.

Dans notre cas, la victime est constituée généralement par le réseau d'alimentation, mais ce peut-être également la charge du convertisseur. Afin de fixer les caractéristiques de ces éléments qui peuvent être variables, il est préconisé d'utiliser le RSIL. Un RSIL peut donc être intercalé entre le réseau d'alimentation et le convertisseur alors qu'un autre peut être également intercalé entre la charge et le convertisseur.

De cette manière le chemin et la victime sont représentés par des impédances bien identifiées. La détermination de ces impédances peut être réalisée comme on vient de le montrer avec l'identification du transformateur.

Néanmoins dans cette approche on peut déterminer facilement une fonction de transfert qui représente le chemin de mode différentiel et une autre le chemin du mode commun.

Cette approche peut présenter un manque de rigueur scientifique dans la détermination du chemin de mode commun dans certains cas (travaux de R. Popescu).

Le fait de pouvoir analyser le problème en terme de source – chemin – victime permet immédiatement de connaître l'influence des chemins de propagation sur le niveau de perturbation ou l'influence de la composition spectrale de la source de perturbation. C'est donc une approche qui reste très intéressante sur le plan de la conception.

### 3.1.2 LA SIMULATION DE TYPE 'SPICE'.

La description des éléments parasites constitutifs du circuit ne pose pas de problème particulier. En revanche, il faut utiliser les modèles de semiconducteur proposés par 'Spice'. Dans ce cas, plusieurs obstacles majeurs apparaissent.

- ◆ L'imperfection des modèles 'Spice' qui a d'ailleurs conduit certaines équipes à développer et proposer des modèles, en particulier celui de la diode à base de composants discrets. Ces modèles n'ont malheureusement pas la robustesse souhaitée ou prétendue.
- ◆ Mais probablement, ce qui est le plus pénalisant dans cette démarche c'est qu'il n'est pas aisé de faire varier les  $di/dt$  et  $dv/dt$  et d'observer ainsi les modifications de spectre. D'une manière générale on se heurte au problème de simulation qui demeure un formidable outil d'analyse mais peu ou mal adapté au problème de conception que l'on se pose c'est-à-dire à la résolution de problème inverse.
- ◆ Enfin, les simulateurs temporels conduisent à des résultats temporels parfois très long à obtenir surtout dans le cas où l'on doit ensuite effectuer une transformée de Fourier afin d'étudier les spectres. Là encore on se heurte aux problèmes classiques de la simulation temporelle, c'est à dire la difficulté d'atteindre dans certaines configurations le régime permanent (thèse Popescu). L'implantation du RSIL dans une simulation provoque des constantes de temps élevés (inductance du RSIL et capacité d'entrée du convertisseur) et donc des problèmes de stabilisation du point de fonctionnement même en cas d'initialisation de certains grandeurs d'état.

C'est pourquoi nous avons été amenés à utiliser une troisième méthode que nous allons présenter très brièvement puisqu'elle fait l'objet de la thèse de R. Popescu. Malheureusement elle ne présente pas tous les avantages requis, mais constitue quand même une grande amélioration.

### 3.1.3 METHODE FREQUENTIELLE.

La méthode proposée par R. Popescu s'appuie sur la théorie des variables d'état et la façon dont elle a été mise en œuvre, permet de résoudre plusieurs problèmes liés à la spécificité de la CEM en électronique de puissance. La méthode proprement dite repose sur la solution analytique d'un système différentiel exprimé par :

$$\frac{dX_k}{dt} = A_k \cdot X + B_k \cdot u \quad \text{solution exprimé avec des formules qui mettent en jeu des exponentiels de matrice.}$$

Schématiquement entre deux instants de commutation , on écrit et on réduit les équations du schéma équivalent décrivant le dispositif dans cette configuration précise. Hormis le problème des conditions initiales, l'évolution temporelle ou fréquentielle du système est immédiate il s'agit simplement au calculateur d'évaluer une formule. Pour le cas d'une application alimenté en tension continu les solutions s'exprime de la manière suivante :

$$\text{En temporelle : } x_k(t) = e^{A_K(t-t_{k-1})} x_k(t_{k-1}) + A_K^{-1} \left( e^{A_K(t-t_{k-1})} - I \right) B_K E$$

En fréquentielle :

$$S_n = 2f_0 \left| \sum_{k=1}^{N_{sw}} e^{-j2\pi n f_0 t_{k-1}} \left[ C_K (\beta_{k,n} - \gamma_{k,n} A_K^{-1} B_K) + D_K \gamma_{k,n} \right] \right|$$

$$\text{avec } \beta_{k,n} = (j2\pi n f_0 I - A_K)^{-1} (I - e^{-(j2\pi n f_0 I - A_K)(t_k - t_{k-1})}) (x_{0k} + A_K^{-1} B_K E)$$

$$\gamma_{k,n} = \frac{1 - e^{-j2\pi n f_0 (t_k - t_{k-1})}}{j2\pi n f_0} E$$

Une boucle d'optimisation a été implantée ce qui permet de trouver les conditions initiales qui garantissent en particulier d'obtenir le régime permanent du système en quelques itérations. Même dans le cas de convertisseurs en commutation naturelle, où certains instants de commutations sont inconnus, il est possible à l'aide d'une procédure d'optimisation de trouver ces instants de manière à satisfaire le régime permanent.

Cette méthode permet finalement de quantifier directement des harmoniques localisés dans une bande de fréquence sans avoir à faire la complète décomposition spectrale. Il s'agit donc là d'un gain de temps et de volume de calcul très appréciable.

En revanche quelques limitations apparaissent malheureusement. En effet celles ci concernent surtout le semiconducteur. Avec cette méthode, l'interrupteur idéal est complété par le circuit annexe qui reproduit partiellement les signaux au bord du composant (Figure 1).

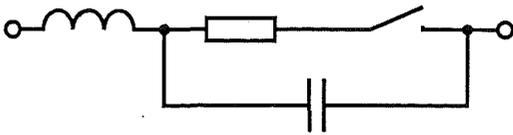


Figure 1 Modèle d'interrupteurs.

Deux inconvénients peuvent être notés : Il n'est pas possible d'imposer le  $\frac{di}{dt}$  ou le  $\frac{dv}{dt}$  dans une

telle structure comme on pouvait le faire avec la méthode précédente ce qui signifie que l'on

abandonne la notion de source de perturbation surtout.

De plus cette méthode perd tout son intérêt si l'on veut prendre en compte des composants non linéaires, comme les capacités parasites des interrupteurs Mos par exemple.

## 3.2 PRESENTATION DES MODELES DE SIMULATION.

L'utilisation de solveurs numériques nécessite des modèles de composants. La qualité du résultat dépend essentiellement de la fiabilité de ces modèles. Comme nous venons de le voir deux méthodes de résolution numérique sont à notre disposition.

Le support de la simulation temporelle dans notre cas est le logiciel 'Spice'. Ce logiciel met à disposition un vaste spectre de bibliothèques et donne la possibilité par le logiciel 'Parts' de générer les paramètres de ces modèles à partir des données constructeurs ou de données de obtenues en mesures.

Le calcul en fréquentiel ne permet pas l'utilisation de paramètres dépendant d'une grandeur du montage (capacité variable avec la tension d'un interrupteur MOS). Des modèles simplifiés sont donc utilisés pour les semiconducteurs.

### 3.2.1 INTERRUPTEUR.

Deux modèles d'interrupteurs sont utilisés au court de cette étude.

- ◆ Modèle des bibliothèques Spice.

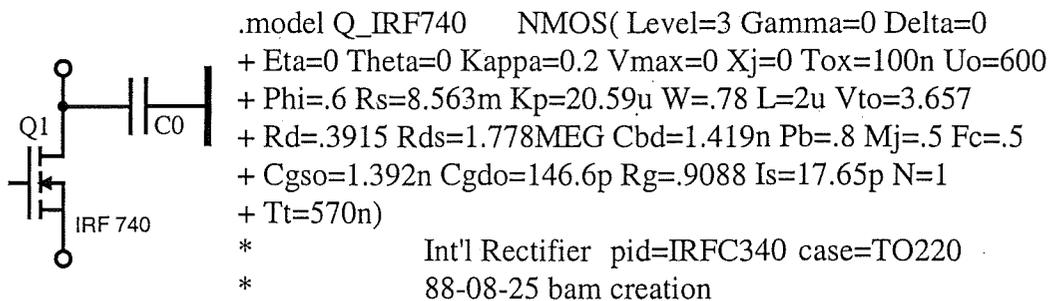


Figure 2 Exemple d'un modèle de MOS 'Spice' avec ses paramètres.

Pour les interrupteurs de puissances MOS la bibliothèque de 'Spice' est assez bien fournie. En 'Figure 2' l'exemple d'un interrupteur IRF 740 avec les paramètres d'origine est proposé. La capacité 'CO' représente l'isolation entre la composant et le refroidisseur. La valeur de celle-ci sera déterminée dans le paragraphe des capacités de pistes. Cet interrupteur correspond à celui utilisé dans le montage du Flyback. Pour les interrupteurs du Forward (IRFP 350) un modèle adéquat est également disponible. L'expérience a montré que dans certains cas le modèle proposé ne correspond pas au composant réel.

## ♦ Modèle simplifié.

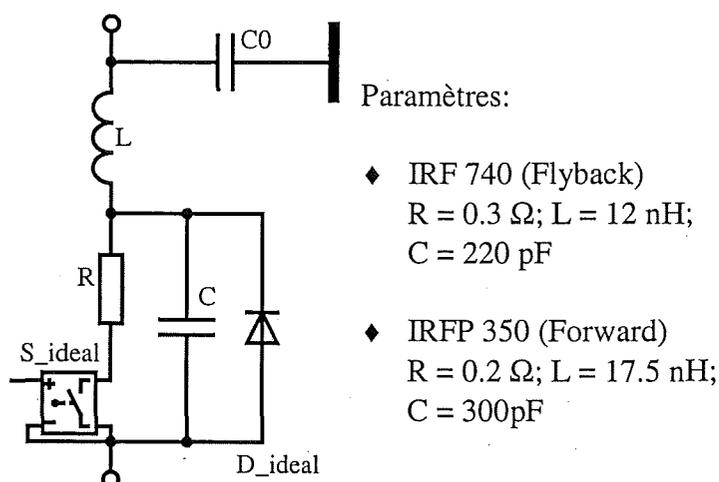


Figure 3 Circuit équivalent du modèle simplifié.

Le modèle simplifié repose sur un ensemble d'éléments avec des valeurs constantes et des interrupteurs parfaits. Dans le cas de la méthode fréquentielle la connaissance approximative des instants de commutations des différents interrupteurs (Mos, Diode) est nécessaire. Une étude analytique préalable est dans ce cas indispensable.

La mise en œuvre du modèle simplifié pour l'interrupteur MOS ne sert pas uniquement à la méthode fréquentielle mais est également utile pour l'étude de l'influence des paramètres parasites du composant sur le montage. La variation des différents paramètres se fait plus facilement sur le modèle simplifié, décrit en 'Figure 3' que sur le modèle complet.

### 3.2.2 DIODE.

Deux technologies de diodes sont utilisées dans nos montages, les diodes 'PIN' et les diodes 'Schottky'. En version finale les diodes principales de chaque montage sont réalisées en technologie 'Schottky'. Néanmoins nous allons présenter des modèles pour les deux types de diodes.

#### a) Diode Schottky.

Les diodes 'Schottky' sont très répandues dans l'électronique de puissance. Leurs principales caractéristiques sont l'absence de recouvrement et une chute de tension plus faible. Leur faible tenue en tension inverse limite leur utilisation dans les faibles tensions (< 100V).

◆ Modèle 'Spice'.

A l'inverse des interrupteurs, les bibliothèques pour les diodes de puissances sont assez restreintes encore, surtout pour les diodes Schottky. De ce fait il est nécessaire de générer les paramètres avec le logiciel 'PARTS', faisant partie de 'PSpice'. Les données à fournir sont extraites des fiches constructeurs. En final 'Parts' crée un fichier librairie (\*.lib) comme celui de l'interrupteur (Figure 2) qui définit le modèle.

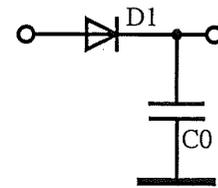


Figure 4 Modèle de diodes Schottky

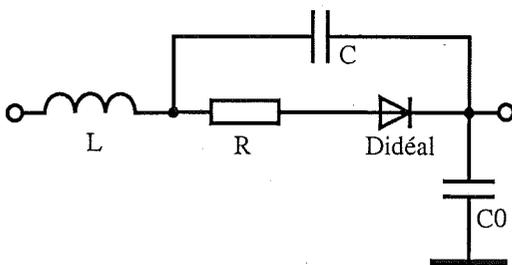


Figure 5 Modèle simplifié d'une diode Schottky

◆ Modèle simplifié.

Le modèle simplifié de la diode comme celui de l'interrupteur est réalisé en séparant les éléments parasites du modèle complet. A l'utilisation, il se peut que certains éléments deviennent négligeables. Dans notre cas, où la diode de puissance se trouve dans une boucle inductive,

on peut enlever l'inductance parasite, sa présence étant entièrement masquée.

b) Diode Pin.

La diode 'Pin' est responsable de recouvrement au blocage. Le recouvrement créé par le modèle de diode 'Spice' ne correspond pas du tout à la réalité. Le recouvrement conditionnant dans certains cas fortement les formes d'ondes (1.2 Le Forward.) il est indispensable de pallier ce problème. Un modèle de recouvrement est disponible dans la thèse de 'Batart' [Batart-92].

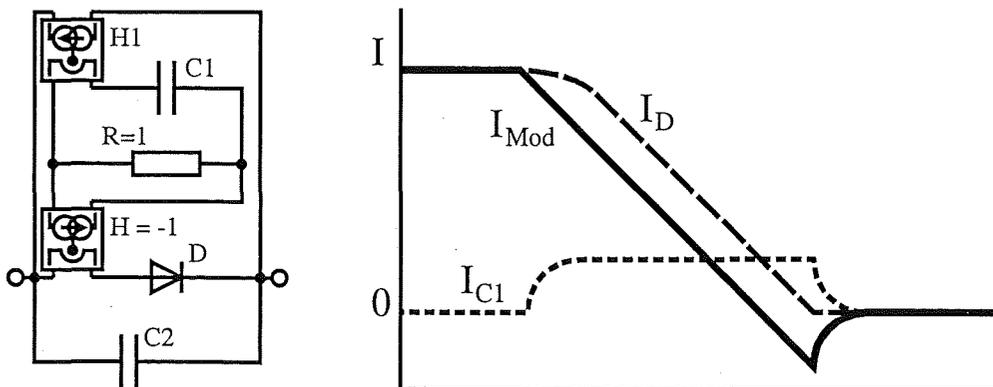


Figure 6 Diode 'Pin' avec recouvrement.

Ce modèle se compose de deux sources de courant commandées en courant et d'un circuit R-C (Figure 6). A ce stade une courte explication semble nécessaire. En injectant un courant décroissant dans le circuit R-C, un courant  $I_{C1}$  est généré. Ce courant devient constant après

une courte phase transitoire. Grâce à la seconde source liée, ce courant est renvoyé dans le circuit principal de manière à s'ajouter au courant de diode ' $I_D$ '. De cette manière le retard au blocage de la diode permet au courant total du modèle ' $I_{Mod}$ ' de s'inverser. Au blocage seul le courant de la source liée qui est dû à la décharge de la capacité ' $C1$ ' circule encore, ce qui nous donne la décroissance exponentielle du recouvrement. Afin de réduire le nombre de paramètres de réglage, le gain de la première source liée est fixé à '-1' et la valeur de la résistance à ' $1 \Omega$ '. Avec la valeur de la capacité ' $C1$ ' la constante de temps de la décroissance est maîtrisée. Le gain de la seconde source liée permet ensuite d'adapter l'importance du recouvrement.

Afin de ne pas perturber le fonctionnement du modèle de recouvrement, il est important de supprimer les paramètres capacitifs et de recouvrement du modèle initial de la diode 'D'. Il est donc nécessaire de rajouter une capacité ' $C2$ ' au modèle de Diode pour représenter son effet électrostatique au blocage.

Ce modèle permet d'ajuster sans trop de problèmes les paramètres de recouvrement par rapport à une mesure de référence. Par contre, il est inadapté à la conception parce qu'il est très dépendant du point de fonctionnement. Il ne peut s'adapter à la variation de pente du courant. Un modèle plus proche de la physique est actuellement à l'étude, il est basé sur des travaux du LAAS de Toulouse [Gillet-95], celui-ci conviendra à la conception à la condition qu'il ne soit pas trop lourd ni trop consommateur de temps.

La modèle de recouvrement se rajoute donc au modèle de la diode initiale (modèle 'Spice' ou simplifié). Dans le cas du modèle 'Spice' il ne faut seulement pas oublier de retirer les paramètres concernant le recouvrement ( $T_{rr}$ ,  $I_{rvd}$ ) et de la capacité de jonction ( $C_{jo}$ ).

### c) Snubber.

Les diodes au blocage ont souvent tendance à provoquer une surtension. Un circuit R-C série, permet de limiter cette surtension. Le modèle fin de simulation se compose donc d'une cellule R-L-C série (Figure 7). Une identification du modèle par une mesure d'impédance en fréquence permet d'obtenir les valeurs.

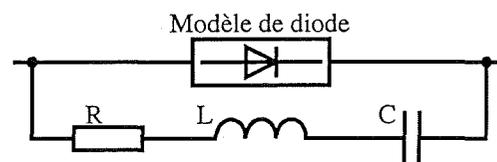


Figure 7 Modèle du Snubber.

### 3.2.3 TRANSFORMATEUR.

Le modèle du transformateur avec son identification a largement été exposé au chapitre 2 (étude des éléments bobinés). Nous utilisons donc ici le modèle avec 10 capacités (Figure 8)

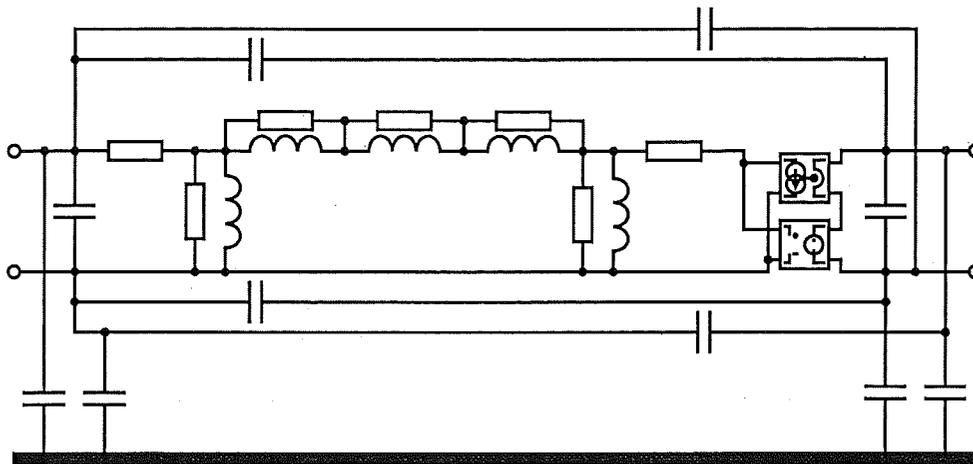


Figure 8 Modèle d'un transformateur.

### 3.2.4 INDUCTANCES.

Les inductances comme les transformateurs sont des composants bobinés, on devrait donc retrouver tous les phénomènes observés dans l'étude du transformateur. L'inductance étant composé d'un seul enroulement, se comporte comme un transformateur à vide. Le comportement magnétique prend par conséquent le pas sur les autres effets. Comme nous l'avons vu les connaissances sur le comportement magnétique sont encore insuffisantes pour prédéterminer toutes ces caractéristiques. Une identification par des mesures reste malgré tout indispensable.

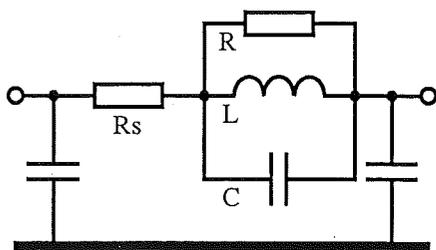


Figure 9 Modèle de l'inductance

Le modèle comportemental est donc uniquement composé d'une cellule R-L-C parallèle (Figure 9). Une résistance série ( $R_s$ ) modélise les pertes dans les conducteurs. Une identification plus précise des éléments séries, comme sur le transformateur, n'est pas possible dans le cas de l'inductance. En effet ces éléments sont masqués par l'influence du circuit magnétique, dont il n'est pas facile de s'affranchir en mesure (essai en court-circuit dans le cas du transformateur). Dans notre modèle, nous prenons en compte actuellement que la résistance basse fréquence ( $R_s$ ) mesurée en continu.

Sur notre maquette, les inductances n'étant pas posées sur le refroidisseur (plan de masse) les capacités vers le plan de masse seront négligées.

### 3.2.5 CONDENSATEUR.

Beaucoup de technologies différentes de condensateur existent sur le marché et les structures internes sont également très variées, il est donc difficile de trouver un modèle exact d'un condensateur. La représentation fréquentielle d'une capacité peut être approchée par un simple modèle R-L-C série (Figure 10). Des modèles comportementaux plus complets ont été développés [Seguin-96,-97], mais dans notre cas nous nous contentons de ce modèle simple qui donne entièrement satisfaction dans la gamme de fréquence considérée.

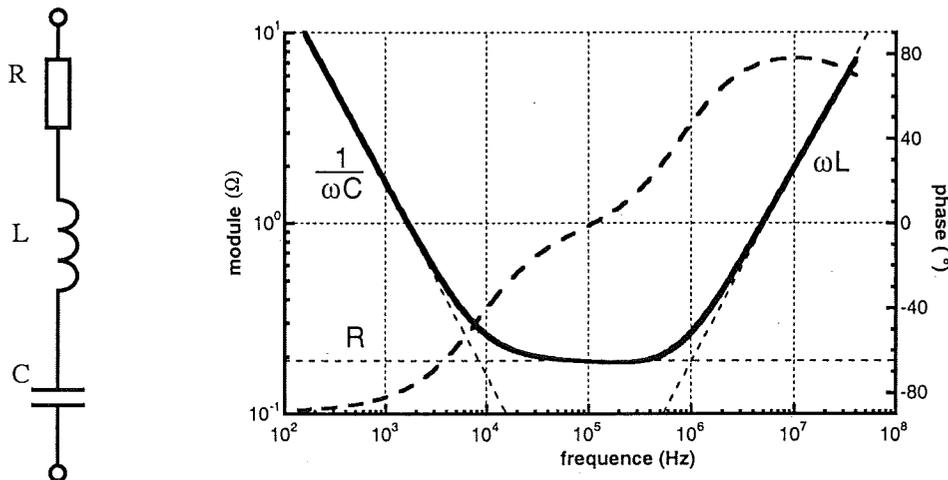


Figure 10 Modèle d'un condensateur (exemple: électrochimique de 100 $\mu$ F)

### 3.2.6 PISTE.

Les interconnexions sous forme de circuit imprimé, de barres massives ou de bus-barres peuvent se représenter par leurs résistances en série avec leurs inductances et des couplages appropriés ainsi que des capacités parasites entre les différents potentiels.

Nos montages sont réalisés sur des circuits imprimés posés sur un plan de masse (le radiateur). Les pistes sont réalisées par des surfaces, de manière à réduire les inductances parasites. Dans notre modélisation, nous considérons donc les inductances et résistances des pistes comme négligeables devant celles des composants du montage (principalement le transformateur).

Les pistes sont par conséquent uniquement modélisées par leurs capacités par rapport au plan de masse. Ces capacités peuvent être calculées de la manière la plus simple par l'équation du condensateur plan

$$C_{\text{plan}} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot a \cdot b}{h}$$

Pour de faibles surfaces devant la hauteur (h) par rapport au plan de masse, cette formule n'est pas valable, les erreurs de ce calcul sont importantes. Dans ce cas, il est indiqué de prendre en compte les effets de bords. Des études sur ce sujet ont déjà été effectuées [Schanen-94, Mérienne-96] en vue de déterminer les meilleures formules empiriques à mettre en œuvre. Aussi les meilleurs résultats sont obtenus par une application des formules de Wheeler/Schneider en deux dimensions (Figure 11).

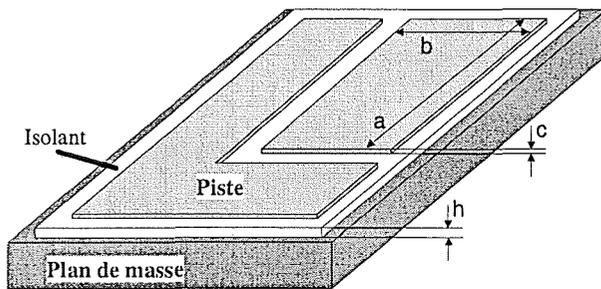


Figure 11 Modèle de pistes sur circuit imprimé.

Les équations de Wheeler/Schneider sont adaptées au calcul de la capacité d'une piste dont la largeur (y) est négligeable devant la longueur (x). Elles tiennent compte de l'élargissement de la piste ( $x_{\text{eff}}$ ) due aux effets de bord et redéfinissent la permittivité ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ).

$$x_{\text{eff}}(x) = x + \frac{c}{\pi} \cdot \ln \left( 4 \cdot e \cdot \left( \sqrt{\left( \frac{c}{h} \right)^2 + \left( \pi \cdot \left( \frac{x}{c} + 1.1 \right) \right)^{-2}} \right)^{-1} \right)$$

$$\epsilon_{\text{eff}}(x) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left( \sqrt{1 + \frac{10 \cdot h}{x_{\text{eff}}(x)}} \right)^{-1}$$

La capacité est maintenant calculée en prenant en intégrant ces modifications.

$$C_{W/S}(x, y) = \frac{1.122 \cdot 10^{-10} \cdot \epsilon_{\text{eff}}(x) \cdot y}{\ln \left( 1 + \frac{4 \cdot h}{x_{\text{eff}}(x)} \cdot \left( \frac{8 \cdot h}{x_{\text{eff}}(x)} + \sqrt{\left( \frac{8 \cdot h}{x_{\text{eff}}(x)} \right)^2 + \pi^2} \right) \right)}$$

Les pistes en électronique de puissance sont rarement dans l'hypothèse de Wheeler/Schneider. Pour pallier ce problème les équations sont appliquées dans les deux sens (longueur et largeur) en retranchant l'expression du condensateur plan ( $C_{\text{plan}}$ ). Dans le cas d'une piste rectangulaire nous aboutissons à la formule suivante.

$$C_{2D} = C_{W/S}(a, b) + C_{W/S}(b, a) - C_{\text{plan}}$$

Les pistes qui n'ont pas une forme rectangulaire sont découpées en rectangle.

Afin de ne pas négliger ou doubler certaines bordures des découpages astucieux sont appliqués à ces pistes (Figure 12). Comme les équations de Wheeler/Schneider ne prennent en compte les bordure que dans un sens, le découpage présenté ne pose pas de problème.

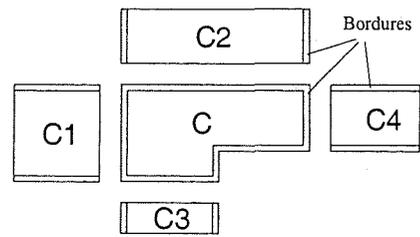


Figure 12 Méthode de découpage

### 3.2.7 RSIL.

Le RSIL n'appartient pas au montage, mais dans notre cas, puisqu'il a été implanté dans le montage et qu'il représente la victime des perturbations, son modèle est indispensable dans notre circuit équivalent.

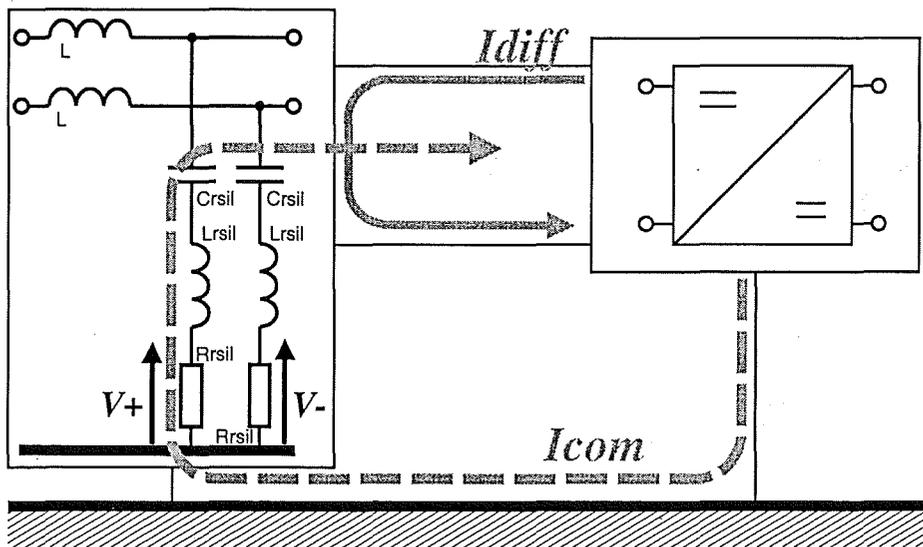


Figure 13 Illustration des courants de mode commun et différentiel dans un RSIL.

Ne s'agissant pas d'un appareil professionnel mais d'un montage réalisé avec des composants discrets, l'élaboration du modèle ne pose pas de problème particulier. Les montages étudiés fonctionnant à des fréquences assez élevées (1 MHz et 100 kHz), l'influence de la valeur des inductances de ligne n'est que très limitée ( $2 \omega L \gg 2 R_{rsil}$ ). Nous nous sommes donc contentés d'introduire une simple inductance (L) dans le modèle.

Comme victime et instrument de mesure des perturbations, le RSIL recycle toute les perturbations produites par le convertisseur et empêche la circulation des perturbations provenant de l'alimentation de puissance. Les tensions sur les résistances du RSIL ( $R_{rsil} = 50 \Omega$ ) sont une image des courants perturbateurs.

Les courants dans chaque résistance sont composés en partie d'un courant passant dans le plan de masse (mode commun,  $I_{com}$ ) et d'un courant se rebouclant directement par les fils d'amenée de puissance (mode différentiel,  $I_{diff}$ ). Les chemins de propagation de ces deux modes de perturbation étant totalement différents, la représentation de ces deux modes permet des déductions immédiates sur les acteurs de certains phénomènes perturbateurs et sur les remèdes à mettre en œuvre.

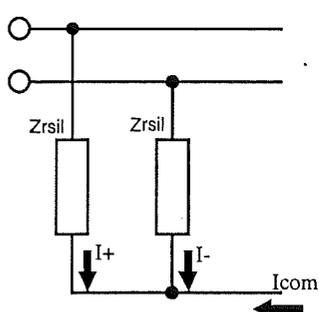


Figure 14 Mode commun

Le calcul du mode commun à partir des tensions de résistances ne pose pas de problèmes majeur.

Par la loi des nœuds:

$$I_+ + I_- + I_{com} = 0$$

La tension ' $V_{com}$ ' calculée comme suit représente donc bien le courant de mode commun.

$$V_{com} = V_+ + V_-$$

Par contre il est impossible de calculer réellement le mode différentiel à partir des tensions mesurées sur le RSIL.

$$I_+ - I_- = 2 \cdot I_{diff} - (I_{com+} - I_{com-})$$

La tension ' $V_{diff}$ ' que nous définissons ici ne correspond pas au courant différentiel ' $I_{diff}$ '. Néanmoins par ce calcul on augmente la composante différentielle du signal.

$$V_{diff} = \frac{V_+ - V_-}{2}$$

Dans le cas d'entrée en tension (capacité en entrée) cette approximation se justifie de plus en plus à cause de la symétrie des chemins de mode commun ( $I_{com+} = I_{com-}$ ).

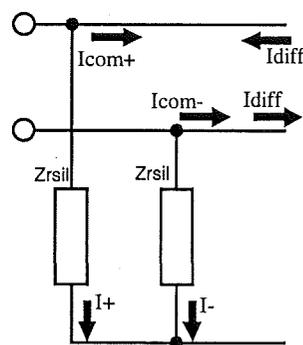


Figure 15 Mode différentiel

### 3.3 PERFORMANCES DU FLYBACK.

Le principal souci de ce paragraphe est la validation des modèles et la comparaison des résultats issus des différentes méthodes de détermination. Naturellement la référence en terme de comparaison est la mesure expérimentale.

La base pour les différents méthodes de calcul est le circuit intégrant la totalité des modèles (Figure 16), même si des simplifications importantes interviennent dans la '3.1.1 Méthode analytique.'

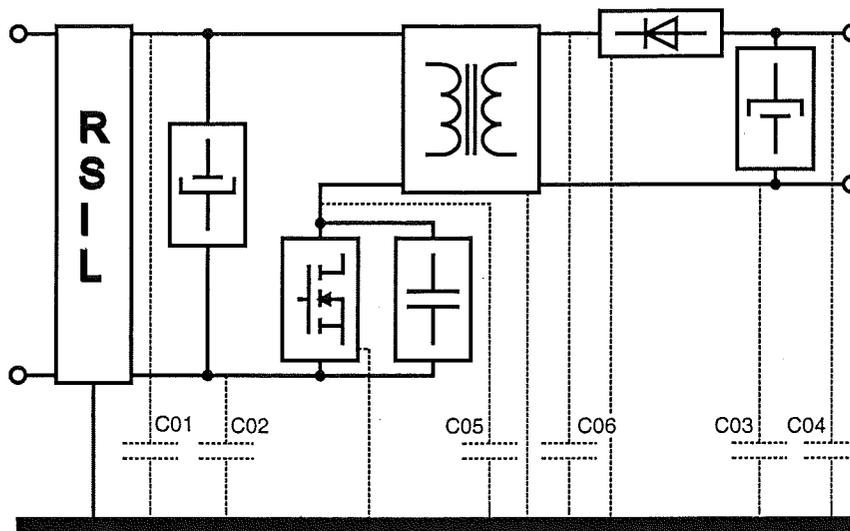


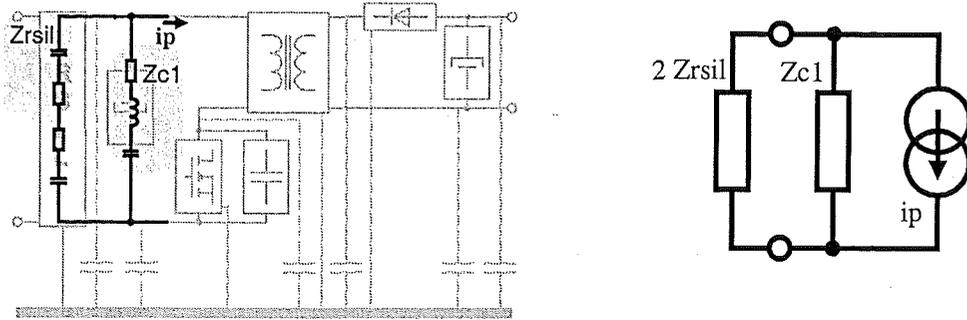
Figure 16 Circuit du Flyback intégrant la totalité des modèles.

#### 3.3.1 METHODE ANALYTIQUE.

Le but étant de calculer les spectres, les calculs se font en Laplace.

##### 3.3.1.1 MODE DIFFERENTIEL.

Dans le cas du Flyback le courant en entrée du convertisseur ( $i_p$ ) est bien maîtrisé. Il s'agit du courant dans l'inductance du circuit résonant. De ce fait le circuit décrivant le mode différentiel est uniquement composé de la capacité chimique de filtrage en entrée ( $Z_{c1}$ ) alimentée par la source de courant représentant ' $i_p$ ' (Figure 17).



$$ip = \text{Im} \cdot \left[ \frac{1}{s} + \left( \frac{s}{s^2 + \omega r^2} - \frac{1}{s} \right) \cdot e^{-t1 \cdot s} + \left[ \frac{(s \cdot \sqrt{x^2 - 1}) - \omega r}{(s^2 + \omega r^2) \cdot x} - \frac{(s \cdot \sqrt{x^2 - 1}) - \omega r}{s^2 \cdot x} \right] \cdot e^{-t2 \cdot s} \dots \right. \\ \left. - \frac{\omega r}{s^2 \cdot x} \cdot e^{-t3 \cdot s} - \frac{1}{s} \cdot e^{-t4 \cdot s} \right]$$

Figure 17 Modèle représentant le mode différentiel.

La source étant une source de courant, la résolution se fait à partir de la matrice admittance. La matrice d'admittance (Ydiff) décrivant le circuit de mode différentiel se compose dans ce cas d'une unique admittance.

$$Y_{diff} = Z_{c1}^{-1} + (2 \cdot Z_{rsil})^{-1}$$

La tension de mode différentiel en Laplace est définie comme la somme des tensions des résistance du RSIL divisée par deux.

$$V_{diff} = \frac{ip}{Y_{diff}} \cdot \frac{R_{rsil}}{2 \cdot Z_{rsil}}$$

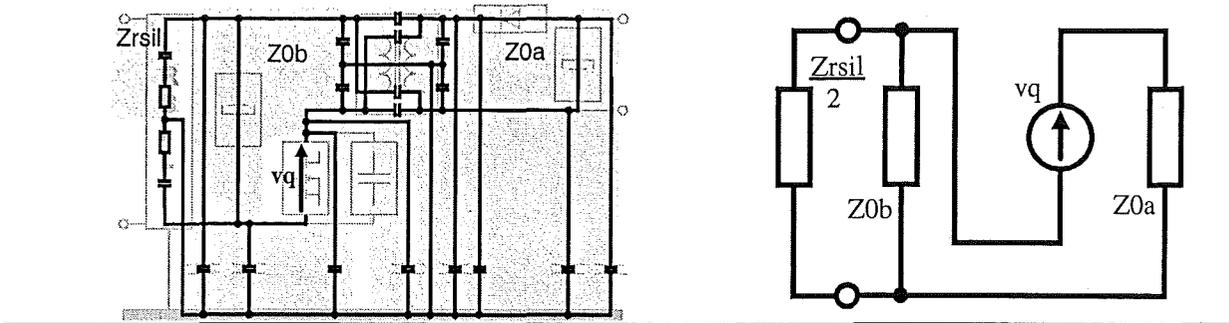
### 3.3.1.2 MODE COMMUN.

Le montage Flyback présente deux semiconducteurs qui dans le cas du fonctionnement en résonance commutent décalés l'un par rapport à l'autre. Ce qui nous fait donc deux sources de perturbation de mode commun. En premier, nous avons donc l'interrupteur MOS pour lequel la tension est bien maîtrisée puisque c'est la tension de la capacité de résonance. La seconde source provient de la commutation de la diode, celle-ci est en commutation dure à l'extinction. Dans la cadre de cette méthode nous allons déconnecter les deux perturbations et les traiter l'une après l'autre.

#### ♦ Perturbation par la tension interrupteur.

Nous remplaçons donc l'interrupteur par sa source de tension, ce qui ouvre différentes possibilités au courant pour se reboucler. Les chemins qui créent uniquement le mode différentiel ont déjà été pris en compte. Nous nous intéressons donc uniquement aux chemins incluant le plan de masse.

La Figure 18' illustre le circuit restant et avec la description en Laplace des différentes impédances.



$$vq = V1 \cdot (y + 1) \cdot x \cdot \left[ \frac{\omega r}{s^2} + \left( \frac{\omega r}{s^2 + \omega r^2} - \frac{\omega r}{s^2} \right) \cdot e^{-t1 \cdot s} + \left[ \frac{s + \omega r \cdot \sqrt{x^2 - 1}}{(s^2 + \omega r^2) \cdot x} - \frac{1}{x \cdot s} \right] \cdot e^{-t2 \cdot s} \right]$$

Figure 18 Circuit du mode commun avec la tension interrupteur comme source de perturbation.

La résolution du système alimenté par une source de tension se résout à partir de la matrice impédance. Le circuit dans notre cas étant très simple, il est uniquement décrit par une inductance.

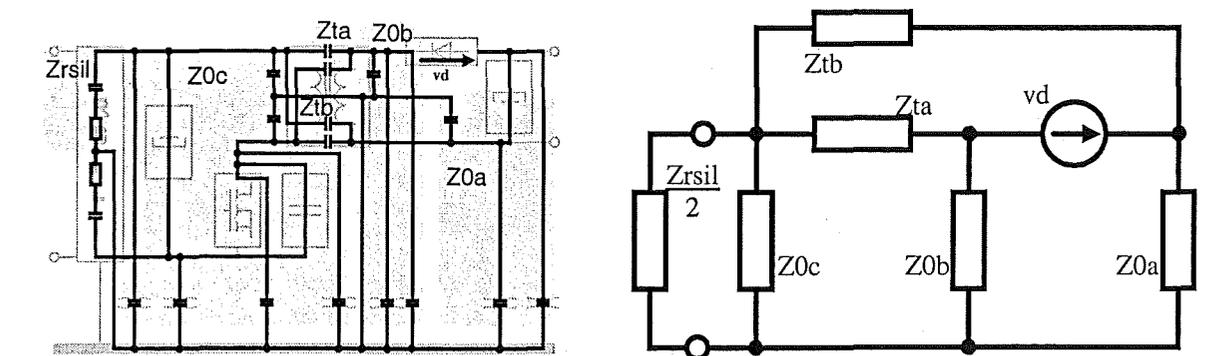
$$Zcom1 = Z0a + \frac{Z0b \cdot Zrsil}{2 \cdot Z0b + Zrsil}$$

Le mode commun étant défini par la somme des tensions des résistances du RSIL, on peut le calculer de manière suivante:

$$Vcom1 = vq \cdot \frac{Zcom1 - Z0a}{Zcom1} \cdot 2 \cdot \frac{Rrsil}{Zrsil}$$

◆ Perturbation par la tension de diode.

En appliquant la même démarche à la commutation de la diode nous aboutissons au circuit de propagation suivant :



$$vd = \frac{V1 \cdot (y + 1) \cdot \eta}{s} \cdot \left[ \frac{\omega r \cdot x - s}{s} + \frac{\omega r \cdot x}{s} \cdot e^{-t1 \cdot s} - e^{-t3 \cdot s} + e^{-t4 \cdot s} \right]$$

Figure 19 Modèle de propagation des perturbations provoquées par la diode.

Jusque là, nous nous sommes basés directement sur les équations de fonctionnement établies dans '1.1.2 Etude théorique du fonctionnement.'

La confrontation des formes d'ondes obtenues par calcul et par mesure montre bien qu'à l'extinction de la diode le saut de tension du calcul ne correspond pas à l'évolution réelle (Figure 20). Pour le calcul du mode commun une telle différence est inacceptable.

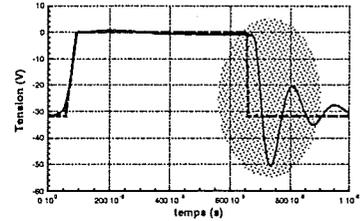
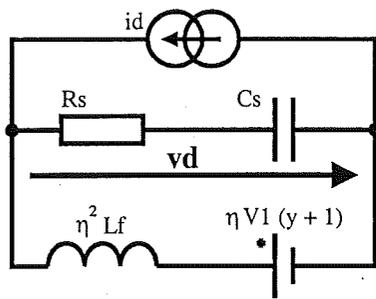


Figure 20 Tension diode à l'extinction

Cette oscillation est maîtrisée à travers le Snubber mis en parallèle avec la diode. Il nous faut donc tenir compte dans la modélisation de cette quatrième phase de fonctionnement du Snubber. A travers le circuit simplifié de la phase 4 en 'Figure 21' il nous est possible de compléter l'expression en Laplace de la tension de diode.



Les conditions initiales au début de cette phase dans l'inductance de fuite ( $L_f$ ) et la capacité du Snubber ( $C_s$ ) étant nulles nous obtenons pour la tension cette nouvelle expression.

$$v_d = \frac{V_1 \cdot (y+1) \cdot \eta}{s} \cdot \left[ \frac{\frac{\omega r \cdot X - s}{s} + \frac{\omega r \cdot X}{s} \cdot e^{-t_1 s} + e^{-t_4 s} \dots}{1 + s \cdot R_s \cdot C_s} \cdot e^{-t_3 s} \right]$$

Figure 21 Modification du modèle de la quatrième phase.

Cette fois-ci le circuit de propagation n'est plus aussi simple, il est décrit par sa matrice impédance.

$$Z_{com2} = \begin{bmatrix} Z_{ta} + Z_{0b} + \frac{Z_{0c} \cdot Z_{rsil}}{2 \cdot Z_{0c} + Z_{rsil}} & -Z_{ta} & Z_{0b} \\ -Z_{ta} & Z_{ta} + Z_{tb} & 0 \\ Z_{0b} & 0 & Z_{0b} + Z_{0a} \end{bmatrix}$$

Connaissant le vecteur de tension il nous est donc possible de calculer le vecteur courant.

$$I_{com2} = \frac{1}{Z_{com2}} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ v_d \\ v_d \end{bmatrix}_0$$

Nous pouvons donc déduire le mode commun dû aux perturbations provoquées par la diode.

$$V_{com2} = I_{com2} \cdot \frac{2 \cdot Z_{0c} \cdot R_{rsil}}{2 \cdot Z_{0c} + Z_{rsil}}$$

### 3.3.1.3 CONFRONTATION AVEC LA MESURE.

Les calculs présentés ont permis d'établir les équations des perturbations créées par les trois sources. On compare le mode commun que l'on peut déduire par la mesure et celui obtenu en sommant les perturbations provoquées par l'interrupteur et la diode.

Jusque là ces expressions sont sous forme laplacienne et nous sommes intéressés par une représentation fréquentielle. La transformation en série de Fourier discrète est obtenue en substituant la variable de Laplace (s) par la pulsation  $\left( i \cdot \frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot n \right)$  et en multipliant l'équation par  $2/T$ .

Les formes temporelles peuvent être obtenues par la recombinaison du signal  $\left( X(t) = \sum |X(f)| \cdot \cos \left( n \cdot \frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t + \arg(X(f)) \right) \right)$ , à ceci on doit rajouter la valeur en continu.

Cette transformation s'applique aussi bien sur les expressions (Vdiff, Vcom) que sur les sources (ip, vq, vd). Avant de comparer les résultats de cette méthode nous allons présenter les tracés des sources obtenus par calcul et par mesure (Figure 22). Cela permet de se rendre compte des hypothèses de départ et donc de mieux évaluer les résultats obtenus.

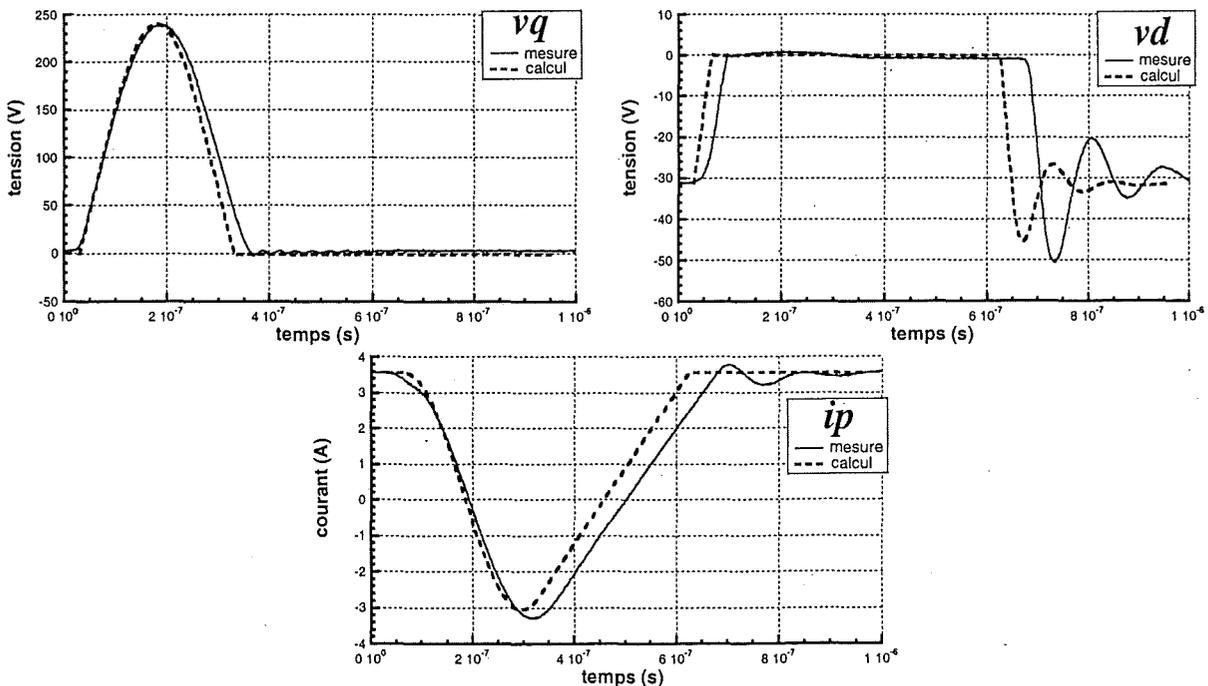


Figure 22 Formes d'ondes mesurées et calculées des grandeurs sources de perturbations.

Ces graphes montrent que les formes d'ondes théoriques représentent assez bien la réalité. Le décalage en fréquence s'explique probablement par le niveau de pertes dont on ne tient pas compte lors du calcul théorique. Le décalage en temps de la tension de diode ( $v_d$ ) est dû au fait de ne pas prendre en compte le Snubber dans toutes les phases de fonctionnement. Ce décalage se traduit par un déphasage ce qui ne présente pas de problème pour l'analyse fréquentielle puisqu'on ne s'intéresse qu'aux amplitudes.

Les résultats de cette méthode de calcul sont présentés en 'Figure 23', la réponse spectrale et temporelle théorique y sont confrontées aux résultats de mesures.

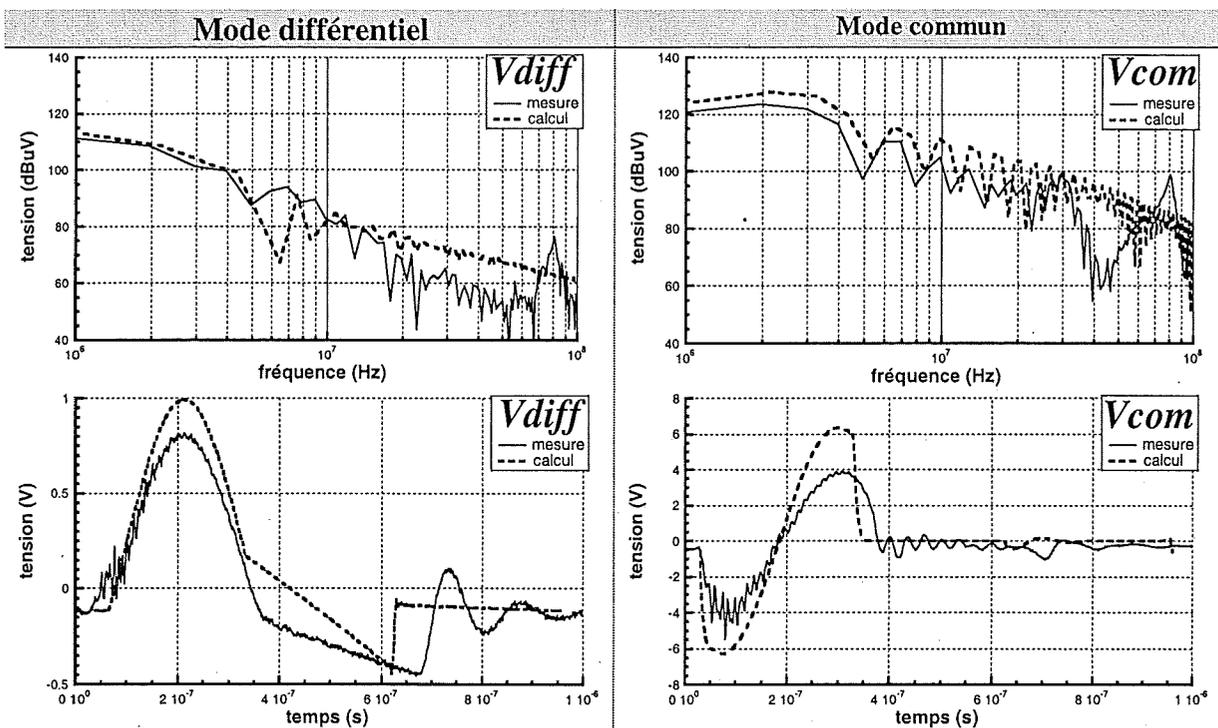


Figure 23 Résultat obtenu en calcul et mesure par la méthode analytique.

La représentation spectrale obtenue par la "méthode analytique" permet globalement de bien représenter au moins les dix premiers harmoniques. Le spectre du mode différentiel présente un creux autour de 6 Mhz qui n'est pas présent sur la mesure. L'origine de ce creux est due au manque d'oscillation au blocage de la diode (autour de  $0.6 \mu\text{s}$ ), l'effet du Snubber est absent. L'écart que l'on peut remarquer sur le spectre de mode commun est tout à fait admissible pour ce genre de modélisation.

Plusieurs fois nous avons parlé du problème du Snubber dans la modélisation des perturbations CEM à partir du modèle théorique. L'implantation de ce Snubber dans le modèle théorique général pose des problèmes au niveau de la résolution analytique des équations de la structure. Afin de respecter le principal avantage de cette méthode, c'est à dire des équations

analytiques facilement manipulables, il n'y a pas vraiment d'intérêts à complexifier le modèle théorique.

### 3.3.2 METHODE SPICE.

La méthode Spice consiste en la simulation temporelle du schéma électrique le plus complet possible. L'inconvénient majeur de cette approche, est qu'il faut simuler un régime permanent. En imposant des valeurs initiales judicieuses il est possible d'accélérer la démarche. Mais pour obtenir une précision suffisante, le temps de simulation reste néanmoins important. Des temps de simulation trop importants avec des pas de calcul faibles posent souvent des problèmes de convergence, il est donc indiqué de progresser par intervalles de durée plus faible en enregistrant le point final. Il est quasiment nécessaire d'avoir au moins une journée de simulation pour aboutir à des résultats corrects. La raison de ces temps importants se trouve principalement dans l'interaction des inductances du RSIL (500  $\mu\text{H}$ ) avec la capacité de filtrage du montage qui provoque des oscillations de faible fréquence avec une atténuation également faible. Cette démarche est à renouveler en principe pour chaque changement de paramètre.

Les formes d'ondes obtenues par simulation Spice sont comparées à la mesure en 'Figure 24'

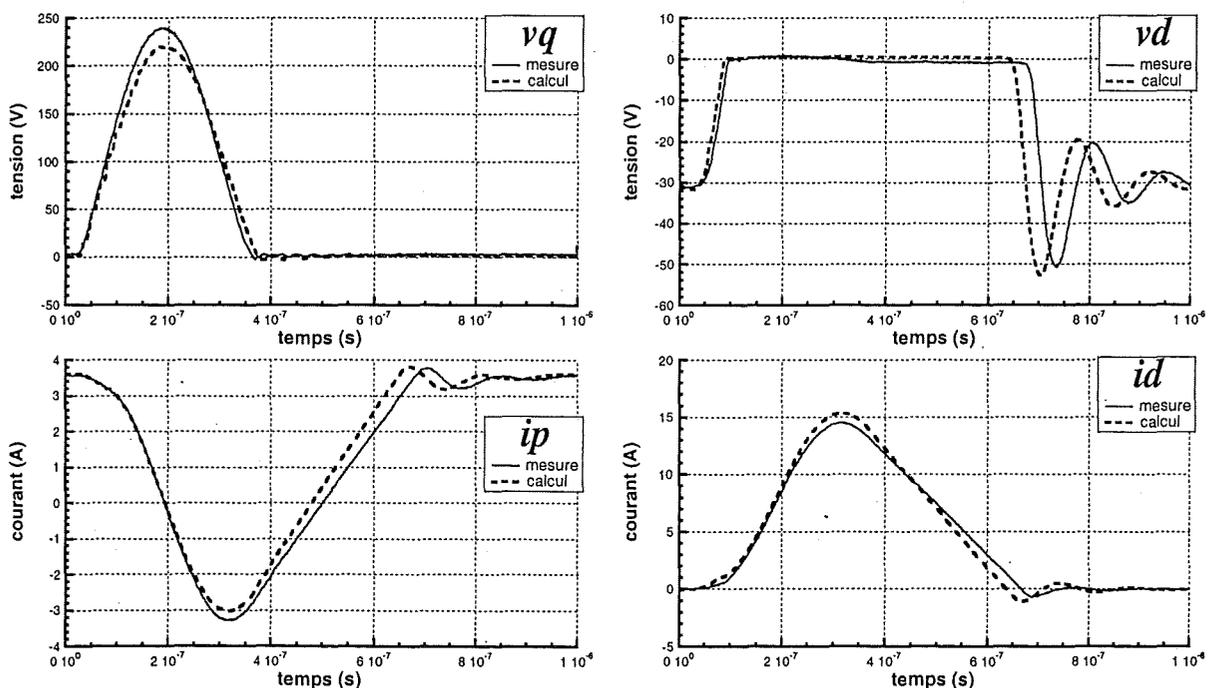


Figure 24 Superposition des mesures et des résultats de la simulation Spice.

Une légère différence peut être constatée sur la fréquence (Spice 1.03 MHz; Mesure 0.98 MHz). Cette différence peut être due à une différence de pertes dans le montage ou à une

imprécision sur le régime permanent. Un argument supplémentaire dans ce sens est apporté par les différences sur les amplitudes de la tension interrupteur ( $v_q$ ) et du courant primaire ( $i_p$ ).

On peut également constater une erreur sur la valeur de l'inductance de fuite. Celle-ci s'illustre par la différence de pente sur le courant de diode ( $i_d$ ) et donc du courant primaire ( $i_p$ ) et par le décalage temporel de l'extinction de diode ( $v_d$ ). La valeur de l'inductance de fuite qui correspond à la pente du courant ' $i_d$ ' est de  $L_f = 4.3 \mu\text{H}$  pour  $L_f = 3.7 \mu\text{H}$  identifiée sur le pont d'impédance. L'hypothèse d'une variation de l'inductance de fuite avec le tension ou le courant se dessine. Dans le cadre de cette thèse nous n'avons pas pu approfondir le sujet.

A ce niveau de précision il faut quand même bien être conscient que la période de fonctionnement n'est que d'une  $\mu\text{s}$ . L'influence sur les spectres reste quand même limitée.

Une comparaison entre la simulation et la mesure des performances CEM en fréquentielle et temporelle est proposée en 'Figure 25'.

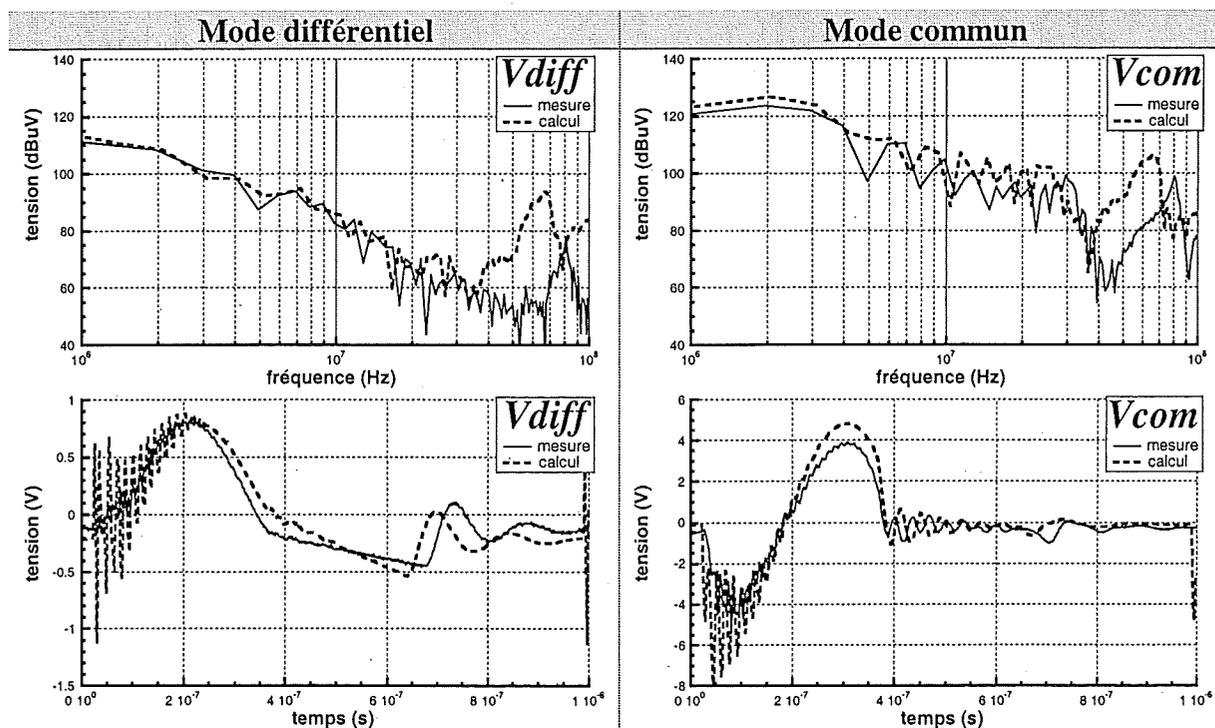


Figure 25 Performances obtenues à partir de la méthode Spice.

La correspondance des spectres mesurés et obtenus par simulation (FFT Spice) est très bonne jusqu'à 30 MHz au delà la validité de la plupart de nos modèles n'est plus garantie. Les perturbations très hautes fréquences (oscillation au début du signal) que l'on peut remarquer sur les tracés temporels appartiennent à un domaine où la validité des modèles n'est plus garantie.

Sur les perturbations temporelles, on retrouve les problèmes évoqués sur les formes d'ondes c'est-à-dire l'erreur sur la fréquence et la valeur de l'inductance de fuite. Une faible différence sur l'amplitude du mode commun peut être enregistrée. Pour des valeurs déduites par calcul sur les pistes et par des mesures du transformateur le résultat est quand même relativement correct.

### 3.3.3 METHODE FREQUENTIELLE.

Suite à la description faite précédemment cette méthode fait une résolution en Laplace, c'est à dire directement dans le domaine fréquentiel. Elle a comme inconvénient majeur le fait de ne pouvoir réaliser que des commutations idéales. Les modèles actuels d'interrupteurs Mos ou diodes sont souvent basés sur la variation de grandeurs par rapport à une autre grandeur (source liée),c'est le cas des capacités parasites par exemple. Un tel modèle n'est pas réalisable dans cette méthode. Il n'empêche qu'avec des commutations idéales on ne pourra que surestimer les perturbations.

Par transformation inverse du spectre il est également possible de calculer les formes d'ondes temporelles (Figure 26).

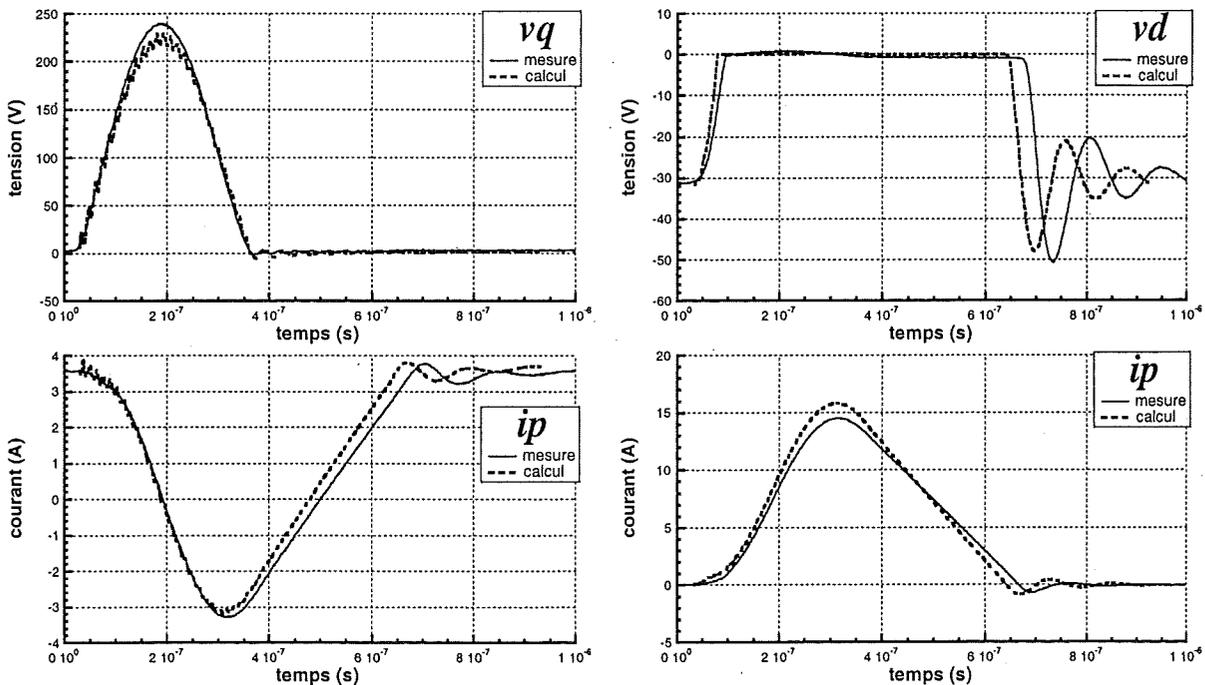


Figure 26 Confrontation de la méthode fréquentielle avec les mesures.

Les formes d'ondes sont quasiment identiques au résultat de la simulation Spice et donc font l'objet des mêmes critiques. En plus de cela on décèle des petites perturbations sur le début du signal. Celles-ci sont dues aux commutations idéales, une comparaison avec les mêmes

modèles sur Spice donne strictement les mêmes résultats. La fiabilité de la méthode de calcul est de ce fait prouvée. Comme pour les autres, méthodes les perturbations mesurées sont comparées à celles calculées (Figure 27).

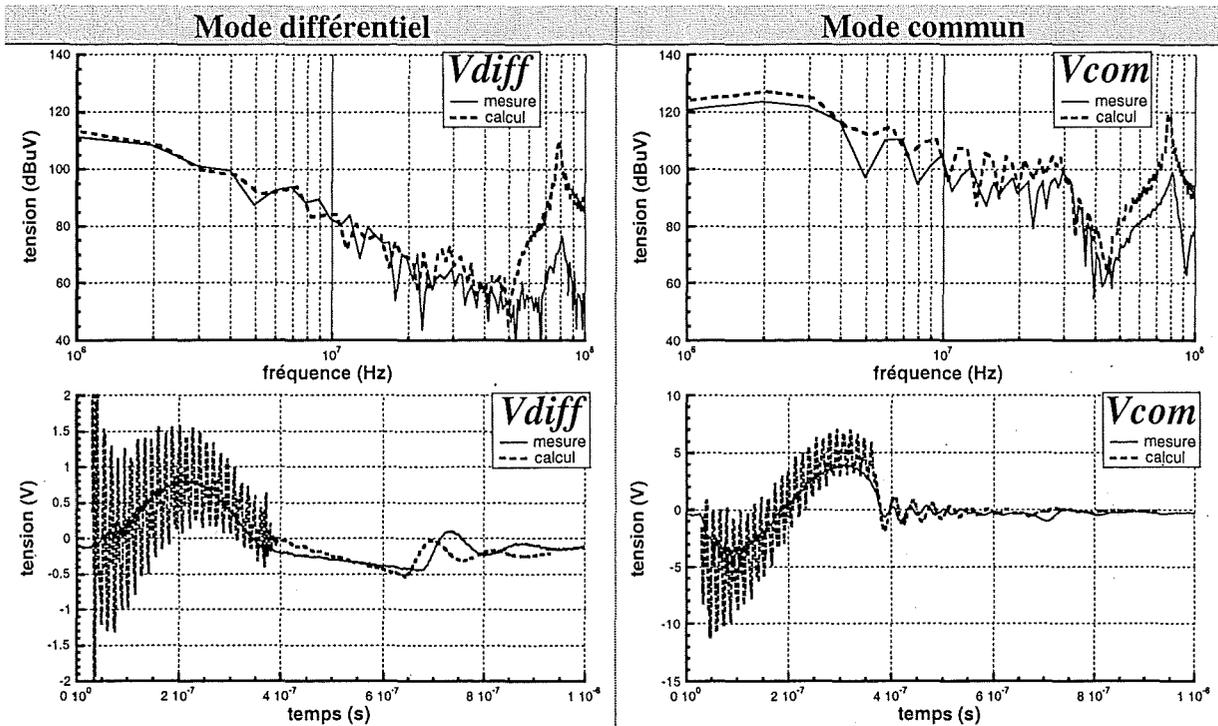


Figure 27 Confrontations de perturbation à partir de la méthode fréquentielle.

La représentation spectrale de cette méthode avec les commutations idéales est quasiment plus fidèle par rapport au mesures que la simulation de type Spice, ce qui prouve bien le problème du régime permanent. Par contre sur les signaux temporels reconstitués à partir du spectre, on voit des oscillations à peine amorties dues aux modèles de semiconducteurs. L'incidence de ces oscillations dans le domaine de fréquence nous concernant est ici négligeable (le pic à 80 MHz). Comme déjà déclaré pour de cas de la méthode Spice, la validité de nos modèles n'est pas garantie dans ces fréquences. Une augmentation de leur validité ne nous semble pas indispensable pour l'instant.

### 3.4 PERFORMANCES DU FORWARD

Le montage Forward est du point de vue de la modélisation beaucoup plus délicat. En premier lieu déjà, beaucoup plus de composants constituent le circuit. L'étude du fonctionnement a montré qu'une modélisation analytique du fonctionnement réel nécessite dix phases successives. Le traitement analytique de dix phases de fonctionnement est déjà très volumineux, y inclure tous les éléments parasites est utopique. Pour cette raison la méthode analytique n'a pas été appliquée à ce montage.

La commutation forcée fait intervenir les aspects dynamiques des semiconducteurs dans la modélisation. Seul la simulation type 'Spice' permet actuellement de proposer des modèles représentant convenablement ces aspects dynamiques comme le  $dV/dt$  et le  $dI/dt$  de l'interrupteur ou le recouvrement de la diode.

Pour la méthode fréquentielle ce sont principalement les commutations naturelles (passage des différentes phases) qui sont problématiques. Le calcul des différents instants de commutation, même de façon approximative, exige une résolution des dix phases de fonctionnement. La méthode fréquentielle n'a donc également pas été retenue.

Un circuit de simulation utilisant les modèles définis auparavant est présenté en 'Figure 28'

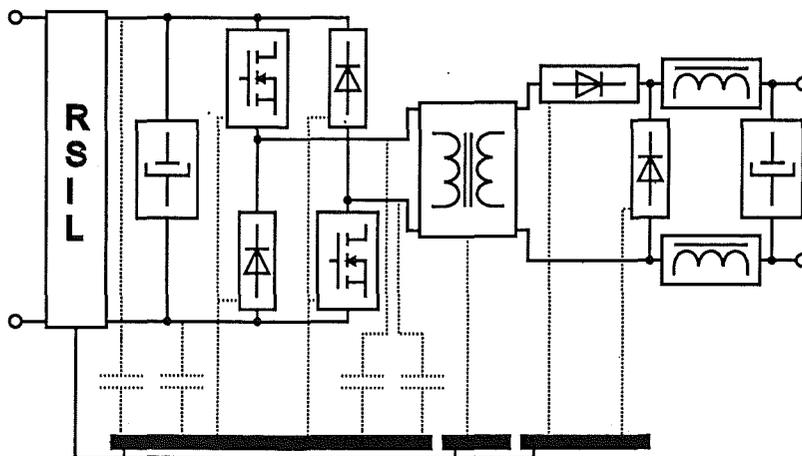


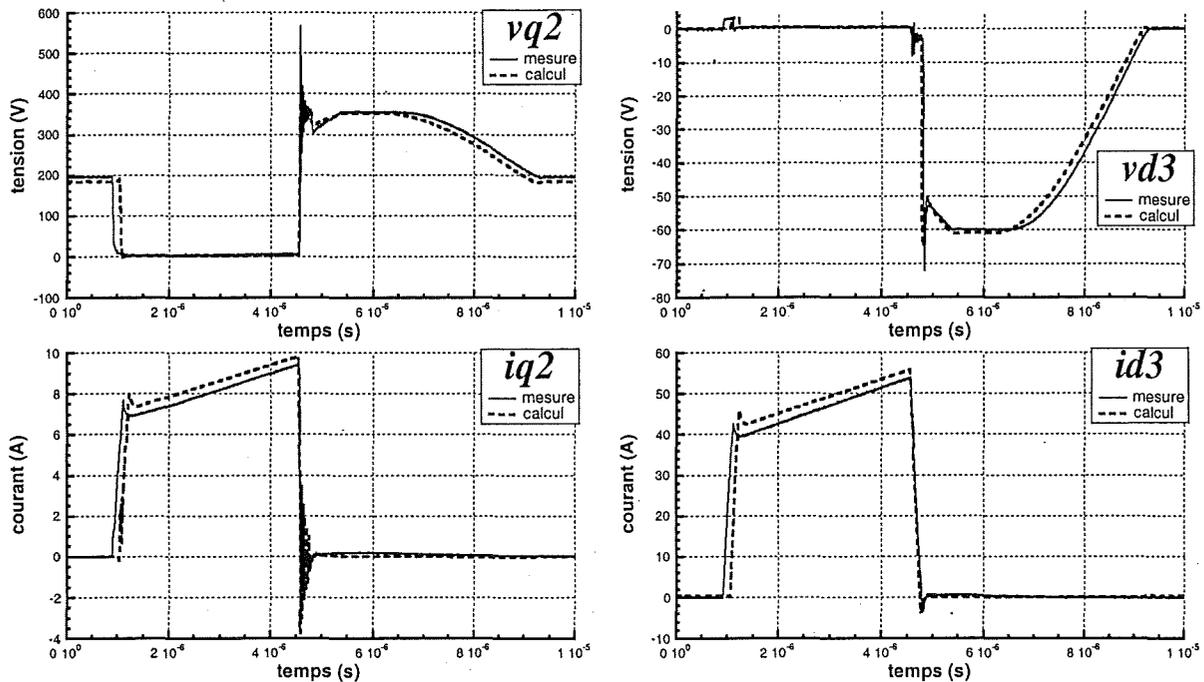
Figure 28 Circuit du Forward intégrant la totalité des modèles.

#### 3.4.1 METHODE DE SIMULATION TYPE 'SPICE'.

L'ensemble des modèles a donc été introduit dans le schéma de simulation comme cela a été fait pour le Flyback. Le problème principal de cette approche, l'obtention du régime permanent, est accentué sur le montage du Forward. Ne pouvant pas augmenter le pas de calcul à cause des oscillations rapides (spectre jusqu'à 80 MHz) et la période étant augmentée

d'un facteur 10 (seulement 100 kHz), les temps de simulation sont très longs. De plus, à la fois la fréquence de découpage plus faible et l'augmentation de la puissance impliquent des constantes de temps du circuit plus grandes (capacité d'entrée et de sortie plus importantes). La recherche du régime permanent devient vraiment très longue (approximativement une semaine).

Les résultats de cette simulation sont donc illustrés en 'Figure 29'



**Figure 29** Comparaison entre la simulation et la mesure des formes d'ondes du Forward.

On voit que globalement les formes d'ondes sont bien reproduites en simulation. L'écart que l'on peut remarquer est dû d'une part à l'impossibilité d'atteindre exactement le point nominal (20 V; 50 A) expérimentalement (rhéostat à plots dont la valeur évolue de façon discrète) et d'autre part aux imperfections des modèles spécialement vis à vis des pertes. Il suffit de faibles écarts sur le point de fonctionnement pour provoquer les différences observées en 'Figure 29'. Du point de vue du fonctionnement global la simulation est satisfaisante.

Une étude plus détaillée des commutations est nécessaire pour pouvoir analyser les oscillations sur les formes d'ondes et les tensions perturbatrices ( $v_{md}$ ,  $v_{mc}$ ). En 'Figure 30' nous avons détaillé les deux commutations.

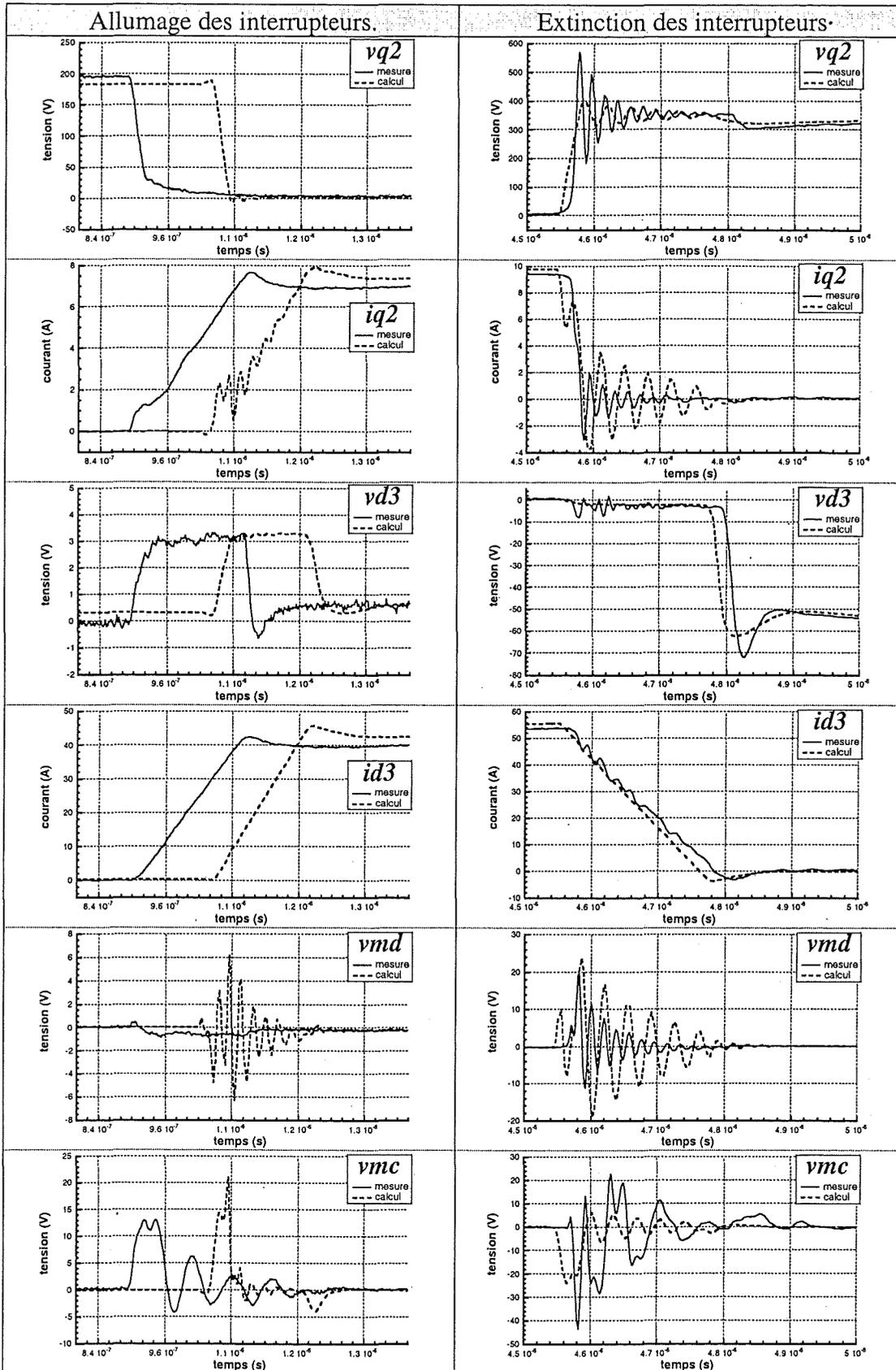


Figure 30 Analyse plus fine des commutations.

Nous pouvons maintenant analyser les deux commutations séparément. Sur la première, l'allumage des interrupteurs, la représentation semble correcte, en négligeant le retard qui a déjà été évoqué auparavant.

Sur la tension interrupteur ( $v_{q2}$ ) mesurée, la fin de la transition se fait progressivement, par contre la tension de la simulation s'annule de manière abrupte et génère des oscillations. Ces oscillations sont retrouvées sur le courant dans l'interrupteur ( $i_{q2}$ ) et la tension de mode différentiel. La décroissance progressive remarquée sur la mesure est due à la forte augmentation de la capacité 'Coss' de l'interrupteur pour de faibles tensions (Document constructeur:  $V_{ds} = 50 \text{ V}$  ;  $C_{oss} = 300 \text{ pF}$  et  $V_{ds} = 1 \text{ V}$  ;  $C_{oss} = 3300 \text{ pF}$ ). Le modèle de 'Spice' (IRF 350 dans la librairie de composant) ne tient par conséquent pas correctement compte des variations de ces capacités avec la tension. Ces problèmes ont déjà été mis en évidence dans plusieurs travaux [Tullings-97]. Actuellement nous n'avons pas de meilleur modèle pour 'Spice' à notre disposition.

La légère différence de pente de la montée du courant ' $i_{d3}$ ' jette un doute sur l'exactitude de certaines valeurs de capacités. Au cours de l'analyse de l'extinction nous allons revenir sur le problème des capacités à travers des phénomènes beaucoup plus flagrants.

Comme pour le Flyback, la représentation des perturbations en mode différentiel et mode commun a été choisie. Pendant la mise en conduction des interrupteurs le mode différentiel simulé est largement "perturbé" par l'annulation brusque de la tension, il est assez difficile de faire un commentaire sur le signal caché par les oscillations par rapport à la mesure.

La tension de mode commun semble également bien représentée, à part une constante de temps sur les variations et les oscillations qui semble mal identifiée. A ce stade il est difficile de donner une origine précise.

Nous allons maintenant passer à la deuxième commutation, c'est à dire l'extinction des interrupteurs. Cette commutation est plus critique, la pleine tension est commutée et nous coupons également le courant maximum.

Sur la montée de la tension on peut remarquer l'erreur classique due au modèle de 'Spice' : une augmentation abrupte de la tension à la place d'une évolution progressive comme à l'allumage suivie par un temps de montée trop long. Par contre les oscillations de trop faible fréquence de la simulation indiquent des capacités trop importantes dans le modèle.

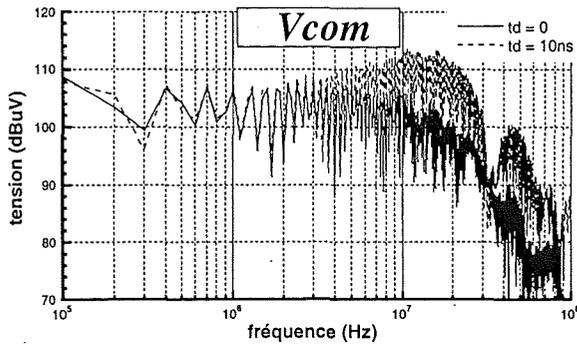
Une surévaluation des capacités se voit également sur l'évolution du creux de tension sur ' $v_{q2}$ '. Ce creux que l'on retrouve sur la tension ' $v_{d3}$ ' précédé par une surtension amortie en simulation par rapport à la mesure.

Un décalage au niveau de la montée de la tension inverse de la diode D3 peut également être noté. Ce décalage est dû à la décroissance trop rapide du courant de la diode et donc à une sous-évaluation de l'inductance de boucle. La principale inductance en jeu pendant cette phase est l'inductance de fuite. Avec le rapport de transformation du transformateur ( $\eta = 0.175$ ) les inductances du circuit secondaire ont une importance accrue. Il suffit de rajouter quelque 20 nH dans la maille secondaire pour combler cet écart. N'ayant pas pris en compte les inductances et mutuelles des interconnexions jugées comme négligeables dans nos modèles une telle erreur est dans le domaine du possible.

A partir de l'évolution du mode différentiel rien de nouveau ne peut être déduit, on retrouve le temps de commutation trop grand sur la première série d'oscillations (jusqu'à 4.58  $\mu$ s) et la fréquence d'oscillation trop lente sur le signal qui suit.

Sur le mode commun les perturbations mesurées sont mal reproduites par la simulation. Plusieurs discontinuités sur la mesure sont perceptibles au début de la commutation, ces discontinuités sont dues à des changements d'état des semiconducteurs, c'est à dire au passage d'un état stable en état transitoire et inversement. Dans la simulation on arrive à reproduire de tels comportements en décalant les commandes des interrupteurs légèrement ou en jouant sur les temps de commutation. L'origine probable d'un tel comportement vient de la dispersion entre différents composants, soit directement au circuit de puissance, soit aux circuits de commande. La prise en compte de tels phénomènes est impossible dans une étape de prédiction.

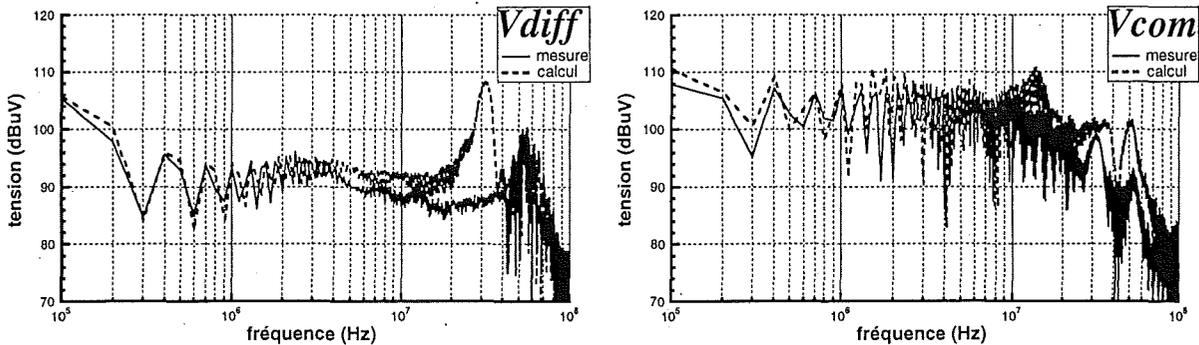
Dans notre cas, ce phénomène de dispersion n'est pas très prononcé, des études antérieures [Popescu-97] ont permis de mettre en évidence des impacts nettement plus importants sur les courants de mode commun. Ces problèmes sont sous-jacents à toutes les configurations où plusieurs interrupteurs d'un circuit sont commandés simultanément. Cette étude a également montré que des variations sur les paramètres du temps de commutation et du délais entre les commutations prennent largement le pas sur les paramètres du chemin de propagation.



**Figure 31 Impact du décalage entre les commutations des interrupteurs**

La Figure 31' montre l'impact d'un décalage de 10ns entre les commutations des interrupteurs du Forward. on voit une nette augmentation (plus d'un facteur 3) du spectre dans les fréquences plus élevées, celles où les commutations interviennent principalement.

Avec ce constat, il nous a semblé inutile d'approfondir l'étude des sources de perturbation et des chemins de propagation sur ce type de structure. Pour conclure ce paragraphe nous allons comparer les représentations spectrales obtenues en simulation et en mesure (Figure 32).



**Figure 32 Représentation spectrale des tension de mode commun et différentiel.**

En fréquence on peut voir que le modèle de simulation est valable jusqu'à environ 10 MHz. Avec les différences remarquées sur les formes d'ondes temporelles il ne fallait pas s'attendre à une concordance plus haut en fréquence. La différence entre les fréquences de résonance du mode différentiel est perceptible sur l'analyse temporelle et l'origine provient des erreurs de modélisation des capacités.

### 3.5 ANALYSE DE SENSIBILITE DES PARAMETRES SUR LE FLYBACK.

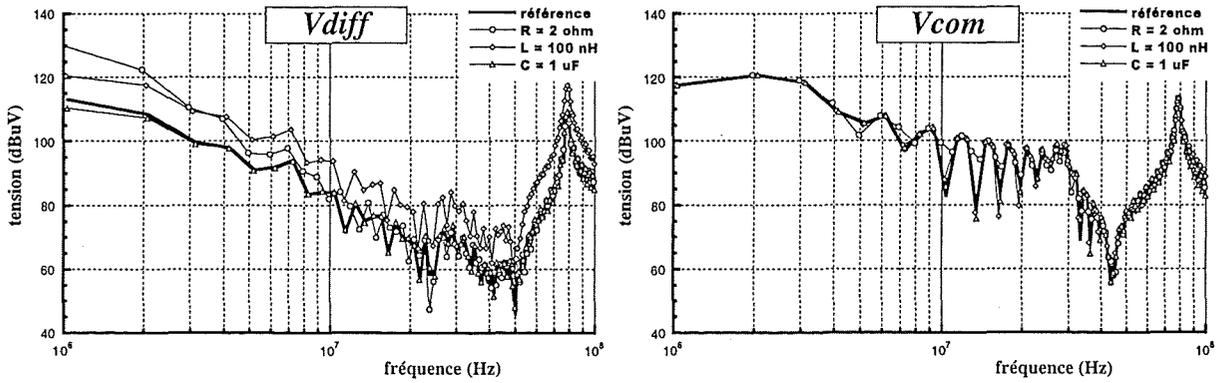
Il est nécessaire pour établir des règles de conception de connaître l'influence des composants sur les perturbations. Pour des fréquences discrètes, il est possible de se faire une idée des chemins privilégiés des perturbations. Par contre pour l'ensemble du spectre une telle réflexion est souvent vouée à l'échec. Pour cette étude, nous allons nous fier aux performances de la simulation maintenant que celle-ci est à peu près validée. C'est à dire nous allons faire varier les différents paramètres des modèles de composant afin d'étudier leur influence sur les spectres de perturbation (mode différentiel et commun).

Comme nous l'avons vu les résultats de la simulation 'Spice' et ceux du calcul développé par 'R. Popescu' sont proches de la mesure. De ce point de vue les deux méthodes peuvent convenir pour notre étude, par contre la 'méthode fréquentielle' nous donnera toujours les spectres en régime permanent ce qui avec la simulation 'Spice' serait beaucoup trop long à obtenir.

La démarche que nous allons suivre est de prendre le modèle concordant avec la mesure comme référence et de faire varier les différents paramètres un à un de manière à obtenir une variation significative du spectre tout en restant dans des valeurs raisonnables de ceux-ci bien sûr.

#### 3.5.1 CONDENSATEUR D'ENTREE.

Le condensateur d'entrée stabilise la tension au bornes du convertisseur. Il s'agit donc d'un filtre de mode différentiel. La variation des valeurs du modèle se fait principalement sentir sur le mode différentiel (Figure 33). Nous allons donc faire varier un à un les paramètres du modèle en partant à chaque fois du modèle de référence. Comme valeurs de départ (référence) le modèle comprend les valeurs suivantes :  $R = 200 \text{ m}\Omega$  ;  $L = 32 \text{ nH}$  ;  $C = 94 \text{ }\mu\text{F}$ .



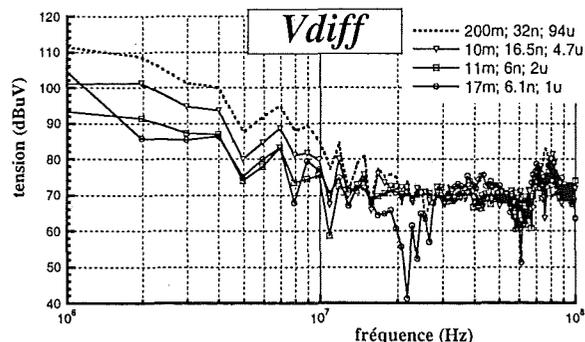
**Figure 33 Influence des paramètres du condensateur d'entrée sur le spectre du mode différentiel et commun.**

Une grande influence de la résistance et de l'inductance sur le mode différentiel est perceptible. Le spectre du mode commun reste quant à lui pratiquement identique. L'impact de la résistance intervient surtout sur les premiers harmoniques du mode différentiel, son influence s'atténue avec la fréquence. Par contre l'inductance décale le spectre sur toute la gamme de fréquence. Ces deux influences étaient prévisibles, par contre l'invariance du spectre avec la capacité d'entrée appelle les commentaires suivants.

En fait, du moment que la fréquence de résonance du condensateur d'entrée est inférieure à la fréquence de fonctionnement (premier harmonique) le condensateur n'a plus de comportement capacitif et donc sa valeur importe peu. Par contre, une fréquence de résonance calée à la fréquence de fonctionnement permet par conséquent un résultat optimum. D'ailleurs sur le spectre du mode différentiel on peut remarquer une légère diminution du premier harmonique. Pour confirmer cette tendance nous allons essayer expérimentalement de retrouver ce comportement.

Nous avons sélectionné des condensateurs de technologie identique qui présentent une fréquence de résonance autour du MHz. La 'Figure 34' présente les résultats de cette opération.

R = 10 mΩ L = 16.5 nH C = 4.7 μF	fr = 0.57 MHz
R = 11 mΩ L = 6 nH C = 2 μF	fr = 1.45 MHz
R = 17 mΩ L = 6.1 nH C = 1 μF	fr = 2.04 MHz



**Figure 34 Influence du condensateur d'entrée sur les spectres expérimentaux.**

La comparaison des spectres avec les trois condensateurs montrent bien l'évolution présumée. C'est à dire en plaçant la fréquence de résonance aux alentours de la fréquence de fonctionnement (condensateur de 2  $\mu\text{F}$ ) on arrive à améliorer considérablement le spectre sur les premiers harmoniques. Par contre le choix de la fréquence de résonance du condensateur au-delà de la fréquence de fonctionnement (condensateur de 1  $\mu\text{F}$ ) a des répercussions néfastes sur le premier harmonique. Sachant que ces modifications n'interviennent pas ou que faiblement sur le point de fonctionnement.

Nous avons également tracé le spectre à partir du condensateur d'origine, ce qui permet de montrer le gain par rapport au dimensionnement initial. Ce gain par contre est essentiellement dû au changement de technologie en passant à des condensateurs de plus faible capacité.

### 3.5.2 CONDENSATEUR DE SORTIE.

Le condensateur de sortie aura probablement un impact similaire sur les perturbations vers la charge que le condensateur d'entrée sur les perturbations vers l'alimentation. Par contre l'influence de la capacité de sortie sur les perturbations en entrée passe par le transformateur. La 'Figure 35' représente donc les spectres déterminés à partir des variations des paramètres du modèle. Initialement le modèle de référence est composé de :  $R = 15 \text{ m}\Omega$ ,  $L = 6 \text{ nH}$ ,  $C = 167 \mu\text{F}$

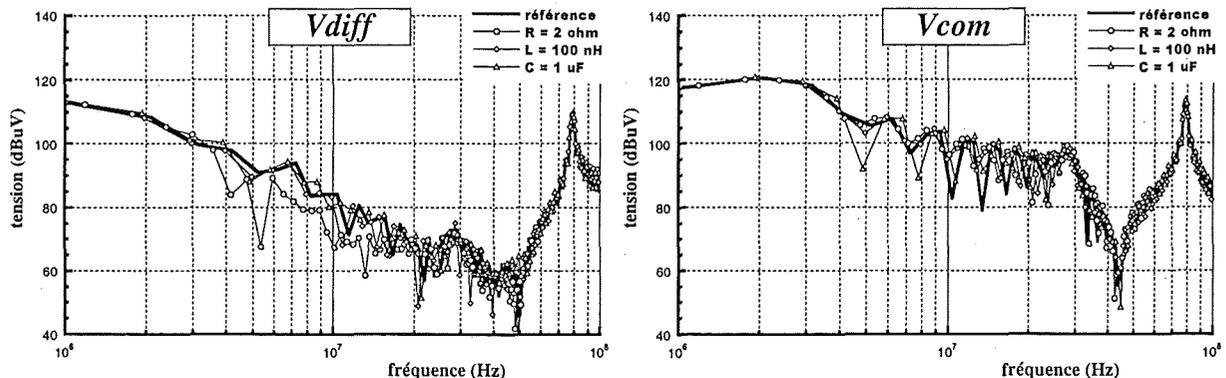


Figure 35 Impact du condensateur de sortie sur les perturbations.

Comme prévu, les influences sur le spectre restent faibles. La seule différence notable est provoquée par la variation de la résistance.

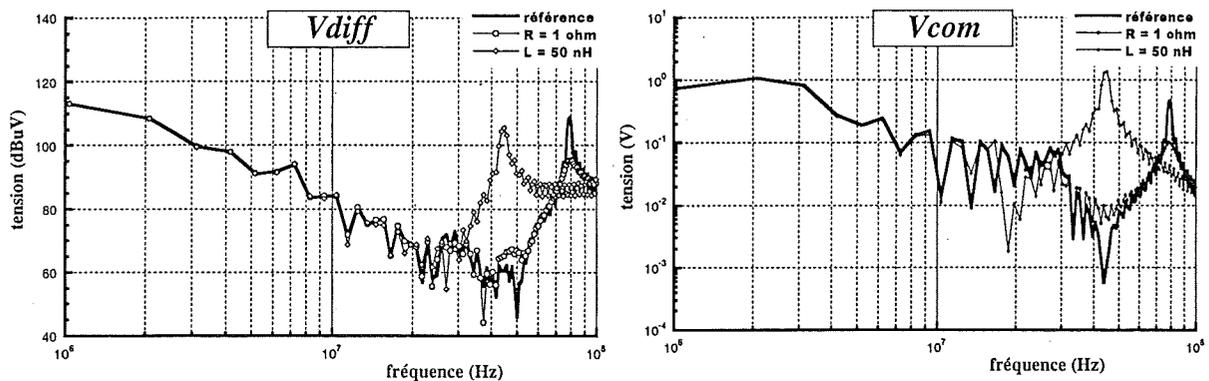
L'origine de ce changement est dû au pertes provoquées par l'augmentation de la résistance et donc au décalage du point de fonctionnement. Les éléments prépondérants du point de fonctionnement (inductance de fuite, capacité de résonance et rapport de transformation) étant fixés, les variations de la fréquence de fonctionnement pour maintenir la tension de sortie ( $V_2$

= 12 V sous 60W) sont représentatifs des pertes. Dans ce cas précis, la fréquence de fonctionnement est descendue à '600 kHz', ce qui fait une variation très importante du point de fonctionnement et ce n'est pas l'objectif de l'étude.

### 3.5.3 CONDENSATEUR DE RESONANCE.

La capacité de ce condensateur fixant le point de fonctionnement, elle n'a pas été soumise à des variations dans cette étude. La prévision de l'impact des valeurs de l'inductance et de la résistance du condensateur est dans ce cas déjà assez délicate. Les valeurs du modèle de référence sont :  $R = 108 \text{ m}\Omega$ ,  $L = 9 \text{ nH}$ ,  $C = 1.48 \text{ nF}$

Le résultat des simulations est présenté en 'Figure 36'.



**Figure 36** Variation de la résistance et de l'inductance du condensateur de résonance.

Les paramètres du condensateur interviennent principalement dans les fréquences les plus élevées. La résistance provoque une atténuation des résonances, ceci aussi bien en mode différentiel qu'en mode commun. L'inductance par contre provoque surtout un décalage en fréquence. La résonance série atteignant des amplitudes assez élevées il est important de connaître ces origines afin de pouvoir agir.

### 3.5.4 TRANSFORMATEUR.

Le transformateur est l'élément qui fait toute la différence entre un convertisseur sans isolation (de type traction) et une alimentation à découpage. Vue la complexité du modèle il n'est pour l'instant pas évident de faire varier certains paramètres pour en tirer directement des règles de conception concernant ce transformateur.

L'inductance de fuite et le rapport de transformation fixant le point de fonctionnement ces valeurs ne sont donc pas soumises aux variations. Ne pouvant pas, à ce stade de connaissance, distinguer l'impact des différentes capacités (modèle mathématique) la seule manipulation qui soit faisable est d'ôter l'ensemble du modèle capacitif.

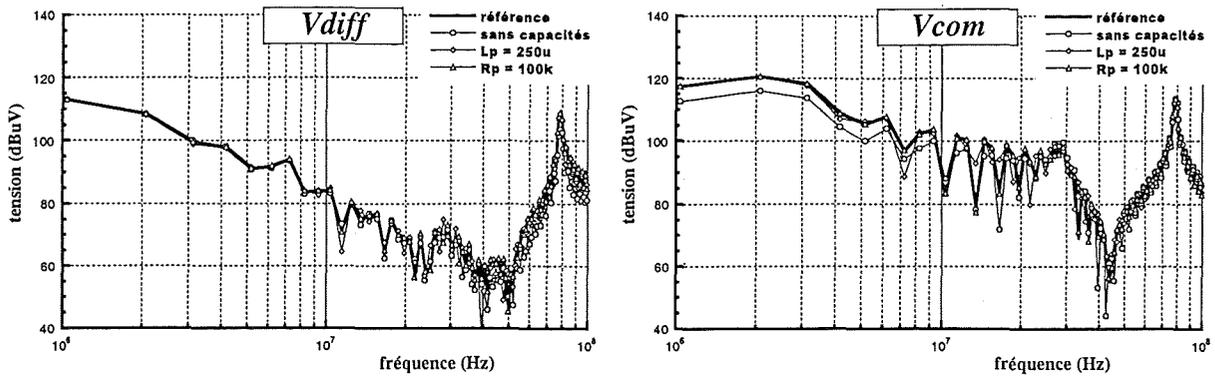


Figure 37 Action du transformateur sur les perturbations.

On peut voir que les paramètres du transformateur n'agissent que faiblement sur les deux modes de perturbation. Seul le fait de retirer les capacités du modèle de transformateur intervient. Sur le mode différentiel une diminution du spectre haute fréquence est perceptible. Sur le mode commun les capacités interviennent plutôt en basse fréquence.

Un facteur 10 sur la résistance parallèle ( $R_p$ ) et le passage de l'inductance magnétisante ( $L_p$ ) de '60  $\mu$ H' à '250  $\mu$ H' n'a pas eu d'influence flagrante sur le spectre.

### 3.5.5 INTERRUPTEUR MOS.

Dans ce montage résonant les qualités dynamiques (commutation) ne jouent qu'un rôle secondaire. Nous allons donc ici regarder l'influence des caractéristiques statiques de l'interrupteur. Le modèle de référence comprend les valeurs suivantes :

$$R = 0.3 \Omega, L = 12 \text{ nH}, C = 220 \text{ pF}$$

La variation de ces paramètres intervient sur les perturbations de mode différentiel et commun comme montrée en 'Figure 38'.

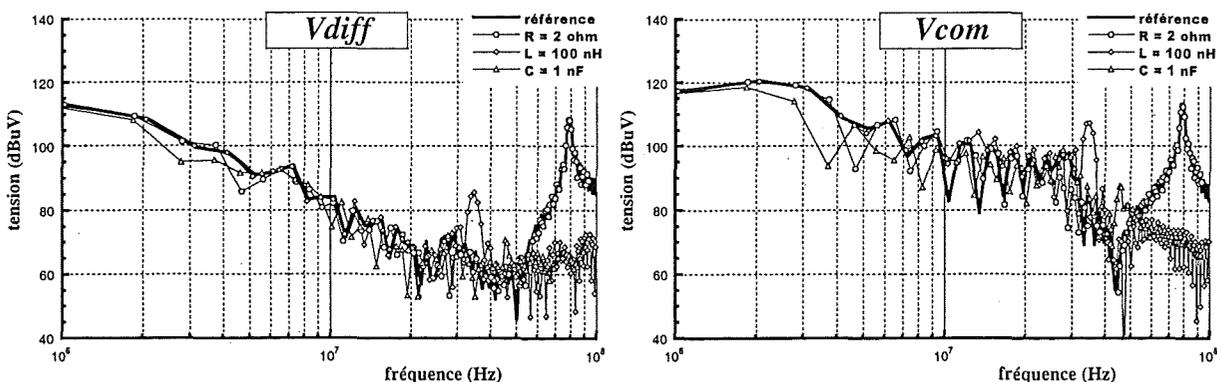


Figure 38 Impact des caractéristiques statiques de l'interrupteur sur les perturbations.

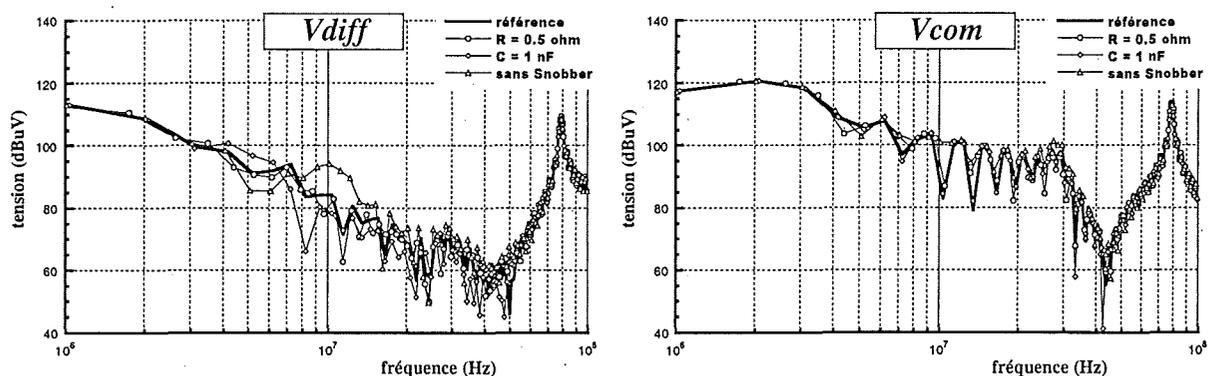
A part un déplacement du point de fonctionnement due aux pertes, la résistance n'a que peu d'influence sur le spectre.

Les variations du spectre avec la capacité sont à apprécier avec discernement. Cette capacité est en parallèle avec le condensateur de résonance et intervient donc directement sur le point de fonctionnement et les formes d'ondes. Toute les variations basse fréquence sont dues au décalage de ce point de fonctionnement. Néanmoins la suppression de la résonance haute fréquence aussi bien sur le mode différentiel que sur le mode commun est intéressante à noter. L'inductance intervient surtout sur l'allure et l'emplacement de la résonance haute fréquence. On voit bien le décalage de la résonance haute fréquence d'environ '80 MHz' aux alentours de '35 MHz'.

### 3.5.6 DIODE SCHOTTKY AVEC LE SNUBBER.

La diode est le dernier composant de notre montage, étant placée au secondaire, les perturbations mesurées à l'entrée du montage sont probablement que faiblement concernées.

En partant des valeurs du modèle de référence ( $R = 8 \text{ m}\Omega$ ,  $C = 350 \text{ pF}$  et pour le Snubber  $R = 22 \Omega$  et  $C = 500 \text{ pF}$ ) nous arrivons au résultat de la 'Figure 39'.



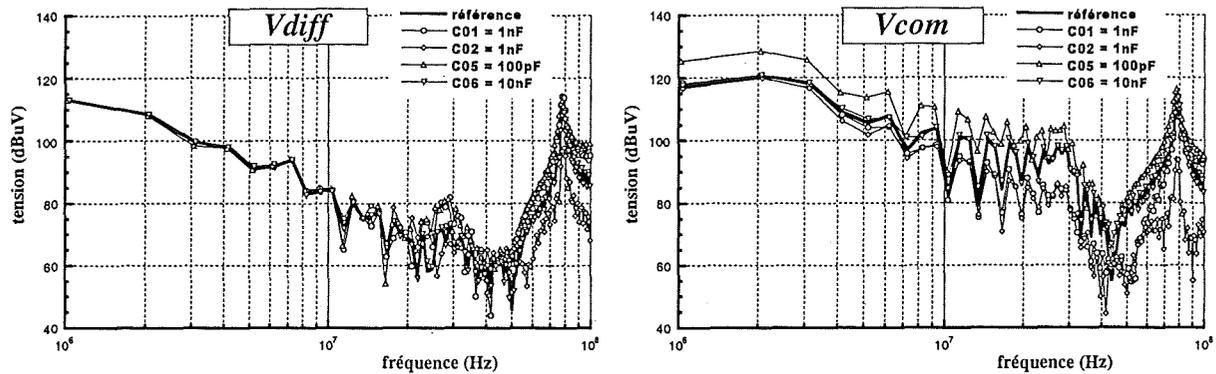
**Figure 39 Réaction des perturbations aux paramètres de la diode.**

Les courants étant plus élevés au secondaire du transformateur (abaisseur de tension) la résistance de la diode a un impact assez fort sur la fréquence de fonctionnement (0.87 MHz devant 1.037 MHz comme référence), par contre est négligeable pour l'évolution spectrale. La capacité et le Snubber ont surtout une influence en milieu de gamme. Les oscillations dues au blocage de la diode interviennent donc principalement dans cette gamme de fréquence.

### 3.5.7 CAPACITES PARASITES VERS LE PLAN DE MASSE.

Les capacités parasites vers le plan de masse jouent un rôle un peu à part. Elles proviennent en partie des composants, mais la grande partie a pour origine le dessin du circuit imprimé. A l'inverse des composants qui par leur choix donnent un ensemble de paramètres fixés, les capacités du circuit imprimé sont dans une certaine mesure adaptables indépendamment.

La Figure 40' montre la successibilité des spectres de perturbation par rapport aux variations des différentes capacités vers le plan de masse.



**Figure 40** Action des capacités vers le plan de masse sur les perturbations.

Dans ce graphique nous n'avons pas tracé les variations dues aux capacités C03 et C04 qui sont situées entre le plus et le moins de la charge et la terre 'Figure 16'. Même le passage d'environ '20 pF' à '10 nF' n'a pas pu faire bouger de façon significative le spectre. Les capacités C01 et C02 sont entre le plus et le moins de l'entrée et la terre, elles sont donc en parallèle avec le RSIL. Avec des valeurs de '1 nF' (valeurs d'origine: C01 = 57.6 pF et C02 = 19.2 pF) ces capacités ne sont plus négligeables par rapport au '50  $\Omega$ ' du RSIL. Ce qui est intéressant à remarquer c'est la différence de réaction entre les deux capacités. L'augmentation de la capacité C02 n'a que des aspects bénéfiques sur les spectres de mode commun et différentiel, celle de C01 a tendance à augmenter le spectre de mode différentiel. On a donc intérêt à maximiser la taille de la piste du moins dans le dessin du convertisseur.

La capacité C05 est entre le drain de l'interrupteur et le plan de masse, elle représente le passage obligé des perturbations de mode commun de la principale source (tension interrupteur). Un décalage du spectre de mode commun sur toute la plage de fréquence en est la conséquence. Sur le mode différentiel une augmentation dans la deuxième partie du spectre peut être enregistrée.

La capacité de la cathode de la diode au plan de masse n'a également que très peu d'influence sur les spectres.

### 3.6 CONCLUSION.

Ce troisième chapitre a été consacré à la présentation et l'analyse des perturbations CEM. Trois méthodes de modélisations ont été présentées, dont une analytique plutôt dédiée à une utilisation en optimisation. Les deux autres sont assez complémentaires, la méthode temporelle permet une mise en œuvre de modèle plus précise mais complexe et la méthode fréquentielle assure le régime permanent avec des temps de calcul intéressants.

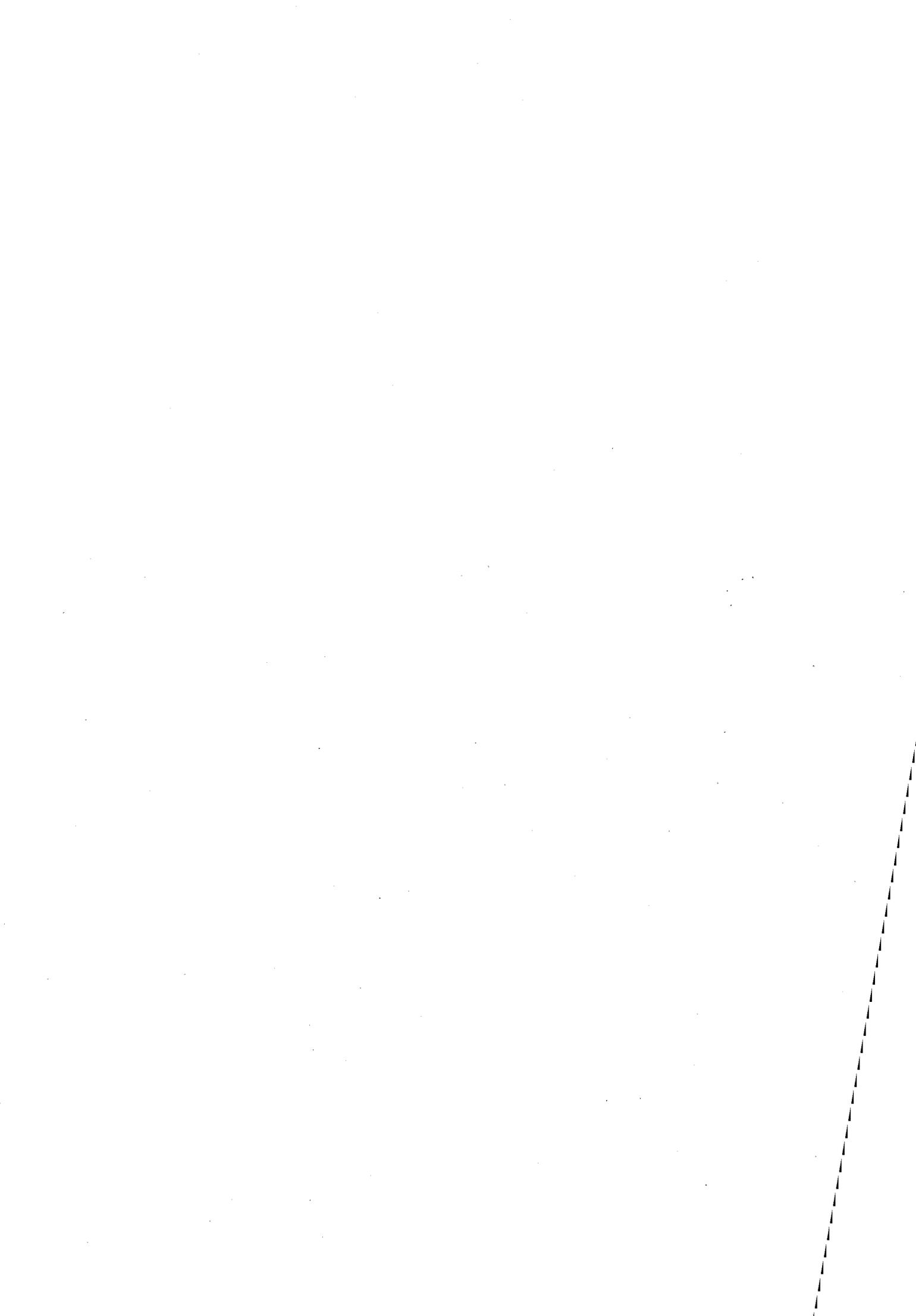
On a vu que dans notre cas les modèles simples de la méthode fréquentielle suffisent pour bien représenter les perturbations dans la gamme de fréquences nous intéressant (jusqu'à 100 MHz).

La méthode fréquentielle exige actuellement encore une mise en œuvre assez laborieuse (calcul manuel de la matrice représentant le circuit), et la recherche des instants de commutations pour les commutations naturelles (blocage de diode par exemple) nécessite une bonne estimation de ces instants. Pour des montages plus complexes comme le Forward la méthode fréquentielle n'est pas intéressante dans l'état actuelle des choses.

Un point que l'on doit également retenir est que dans le cas d'interrupteurs en série commandés simultanément l'analyse des perturbations est rendu très difficile, la dispersion des interrupteurs et de leurs commandes domine dans une large gamme de fréquence les perturbations. A ce problème on ne voit pas actuellement de solution.

Par contre les analyses de perturbation du Flyback ont permis de mettre en évidence les éléments parasites les plus sensibles par rapport aux perturbations. Sans changer le dimensionnement du convertisseur on a pu mettre en évidence deux points qui apportent une nette amélioration. Il y a donc le choix des condensateurs d'entrée et de sortie qu'il faudrait faire par rapport à la fréquence de résonance et le design du circuit imprimé où l'on a intérêt à privilégier certaines capacités parasites.

Les autres composants de notre montage imposent chaque fois un ensemble de paramètres et interviennent donc sur le point de fonctionnement. Il est donc nécessaire de prendre en compte l'ensemble des paramètres ce qui nous semble uniquement gérable par logiciel.



# *Chapitre 4*

# TABLE DES MATIERES.

<b>4</b>	<b>OPTIMISATION.</b>	<b>147</b>
4.1	INTRODUCTION.	147
4.2	ENVIRONNEMENT DE CONCEPTION DE CONVERTISSEURS STATIQUES.	148
4.3	APPLICATION DU MONTAGE FLYBACK.	153
4.3.1	MODÉLISATION.	153
4.3.2	TRAITEMENT DES ÉQUATIONS.	155
4.3.3	ETAPE DE DIMENSIONNEMENT.	156
4.4	CONCLUSION.	162

## 4 OPTIMISATION.

### 4.1 INTRODUCTION.

Actuellement, dans la conception, beaucoup de savoir-faire est en jeu. L'introduction de nouvelles contraintes commence à bouleverser les connaissances établies. Ces contraintes proviennent d'une part des avancées technologiques (rapidité des semi-conducteurs, puissance gérée par ceux-ci) et d'autre part des normes CEM de plus en plus restrictives vue la prolifération des alimentations à découpage.

La gestion de toutes ces contraintes pose de nouveaux problèmes. A ce jour, on arrive tant bien que mal à satisfaire un cahier des charges en exploitant les connaissances acquises, l'heuristique ainsi que l'expérimentation. Avec cette approche, nous sommes donc actuellement incapables de profiter pleinement de l'évolution technologique.

Même si actuellement on commence à acquérir des connaissances par rapport à la plupart des problèmes rencontrés (l'analyse des problèmes est grandement entamée), la gestion de l'ensemble des contraintes semble impossible à résoudre à la main ou par une simple réflexion. La tendance va donc vers un accroissement de la complexité du dimensionnement des convertisseurs d'Electronique de Puissance comme le montrent bien les exemples choisis au cours de cette thèse.

- Intervention des éléments parasites, même sur le plan du fonctionnement global.
- Utilisation de plus en plus courante de la commutation douce (montage résonant).
- Exigence sur les perturbations rejetées sur le réseau ou sur la charge (CEM).

L'interaction simultanée des différents critères de dimensionnement (rendement, CEM, dimension, coût, etc.) amplifie encore considérablement la difficulté. L'utilisation de logiciels permettant la gestion de l'ensemble des critères paraît donc comme nécessaire dans la conception. Dans le laboratoire, des travaux ont été entrepris dans ce domaine par l'équipe Conception et Diagnostic Intégrés (CDI).

## 4.2 ENVIRONNEMENT DE CONCEPTION DE CONVERTISSEURS STATIQUES.

Dans notre discipline, les logiciels de simulation sur le marché sont pour la plupart des simulateurs temporels et numériques. Ces outils sont très performants et conviennent bien pour des applications d'électronique de puissance. Cependant, on sent bien qu'avec la coexistence des différentes échelles de temps (commutation et perturbations, fréquence de hachage, signal basse fréquence 50Hz et régime permanent), ce genre de simulation n'est pas idéale. Si maintenant on passe à l'étape suivante, qui est l'implantation du simulateur dans une boucle d'optimisation, le simulateur temporel devient presque inutilisable (des applications de ce genre existent sur Saber, Simplorer ...). Avec les moyens de calcul actuels, la simulation d'un régime permanent pour chaque point d'optimisation est inconcevable.

Une solution possible serait l'utilisation du logiciel de résolution en fréquence présenté au chapitre précédent. Dans ce cas, les différentes constantes de temps ne posent pas de problème. La restriction concernant les modèles de semiconducteurs ne semble pas trop pénalisante pour une utilisation dans le domaine de l'optimisation (cohérence relative). Cette méthode venant d'être mise au point au cours de la thèse de R. Popescu (début 1998), elle n'était pas encore disponible dans un environnement d'optimisation.

La solution adoptée dans l'environnement de dimensionnement développé au laboratoire provient d'un logiciel existant (Gentiane) qui a été développé initialement dans une optique différente. Il s'agit à partir de la résolution analytique du système d'équations décrivant chaque phase de fonctionnement du convertisseur de formuler un modèle de dimensionnement. Il s'agit donc également d'une méthode qui utilise la commutation parfaite et qui par conséquent, a les mêmes restrictions pour les modèles de semiconducteurs que la méthode de résolution en fréquence. Dans cette approche, la génération du modèle analytique à partir du circuit équivalent est assez longue (quelques heures) par contre l'exploitation est très rapide (quelques secondes par exploitation). Pour l'application dans l'environnement d'optimisation, le temps de génération importe peu puisque la structure reste fixée et que la génération ne se fait qu'une seule fois. La rapidité du calcul est par contre primordiale afin de ne pas perdre de temps dans les cycles d'optimisation.

En tant qu'utilisateur de l'environnement d'optimisation, nous n'allons pas entrer dans des détails logiciels mais plutôt décrire les caractéristiques globales de l'outil proposé.

Trois parties essentielles peuvent être distinguées en vue de cette méthode.

- La mise en équations du problème.
- Le traitement des équations.
- L'exploitation du modèle par le module d'optimisation.

Deux, de ces parties existent depuis un certain temps et ont fait leur preuve. Les logiciels 'Gentiane' et 'Pascosma' génèrent les outils de simulation ou d'optimisation spécifiques pour le problème donné. La dernière, l'interface mathématique de traitement d'équations vient juste d'être réalisée et peut donc poser encore des problèmes. Nous allons maintenant décrire ces trois parties.

- Simulation de schéma électrique (Gentiane).

Ce logiciel a été conçu afin de simuler un ensemble de convertisseurs, commande et machine, dans le but d'analyser le comportement global [Gerbaud-97]. Pour arriver à des temps de calcul raisonnables, avec des constantes de temps très différentes, les différents modules sont décrits sous forme de formulation analytique avec une modélisation idéale des semiconducteurs.

Pour le problème de l'optimisation, cette exigence de rapidité de calcul du point de fonctionnement est également primordiale.

Dans le cas du dimensionnement de structure d'électronique de puissance ce programme permet de générer les équations d'état du convertisseur. L'utilisation de la topologie variable permet le découpage dans les différentes phases de fonctionnement et de définir leurs conditions de passage. Ce découpage implique des commutations parfaites et donc une simplification des modèles.

Le logiciel 'Gentiane' s'occupe ici de la génération de l'outil de simulation, il nous fournit un fichier exécutable intégrant le fonctionnement de notre convertisseur. L'exploitation de cet outil permet d'obtenir les formes d'ondes simulées et d'obtenir un point initial pour l'optimisation.

- Logiciel d'optimisation (Pascosma).

A l'origine, ce programme a été créé pour le dimensionnement des systèmes électromécaniques (machines électriques) décrits par des formules analytiques [Wurtz-96]. Il permet par conséquent de générer automatiquement à partir d'un modèle de dimensionnement (systèmes d'équations) un outil d'optimisation. Cet outil utilise actuellement la méthode des gradients pour la recherche de l'optimum. Etant développé au laboratoire et toujours en évolution, nous avons l'avantage en utilisant ce logiciel de

posséder les sources et donc d'introduire des exigences dues à cette nouvelle application du dimensionnement de convertisseurs.

- Etape de traitement d'équations.

D'une part il y a le logiciel 'Pascosma' qui génère à partir d'un problème de dimensionnement l'outil d'optimisation adapté et d'autre part le logiciel 'Gentiane' qui génère à partir du circuit électrique un outil de simulation basé sur les équations analytiques (représentation d'état). Il manque donc un chaînon entre les deux qui consiste en la description du problème de dimensionnement. Cette étape a été comblée manuellement dans un premier temps [Bouche-95] pour ensuite être générée automatiquement, ce qui a été le sujet de thèse de S. Bergeon [Bergeon-98].

Le modèle mis à disposition du logiciel 'Pascosma' contient l'ensemble des dérivées partielles du problème (méthode des gradients obligés). Il ne va sans dire que la génération de ces équations est assez fastidieuse. De plus la génération du modèle de dimensionnement repose sur l'intégration formelle de l'ensemble des équations différentielles ce qui impose actuellement les limites de la taille des systèmes d'état du problème (système du quatrième ordre donc quatre variables d'état).

Cet environnement de conception est pour l'instant encore dans un état expérimental. Un certain nombre d'actions reste à exécuter afin de parvenir à l'application de dimensionnement. Le diagramme en 'Figure 1' décrit les différentes étapes de cette démarche.

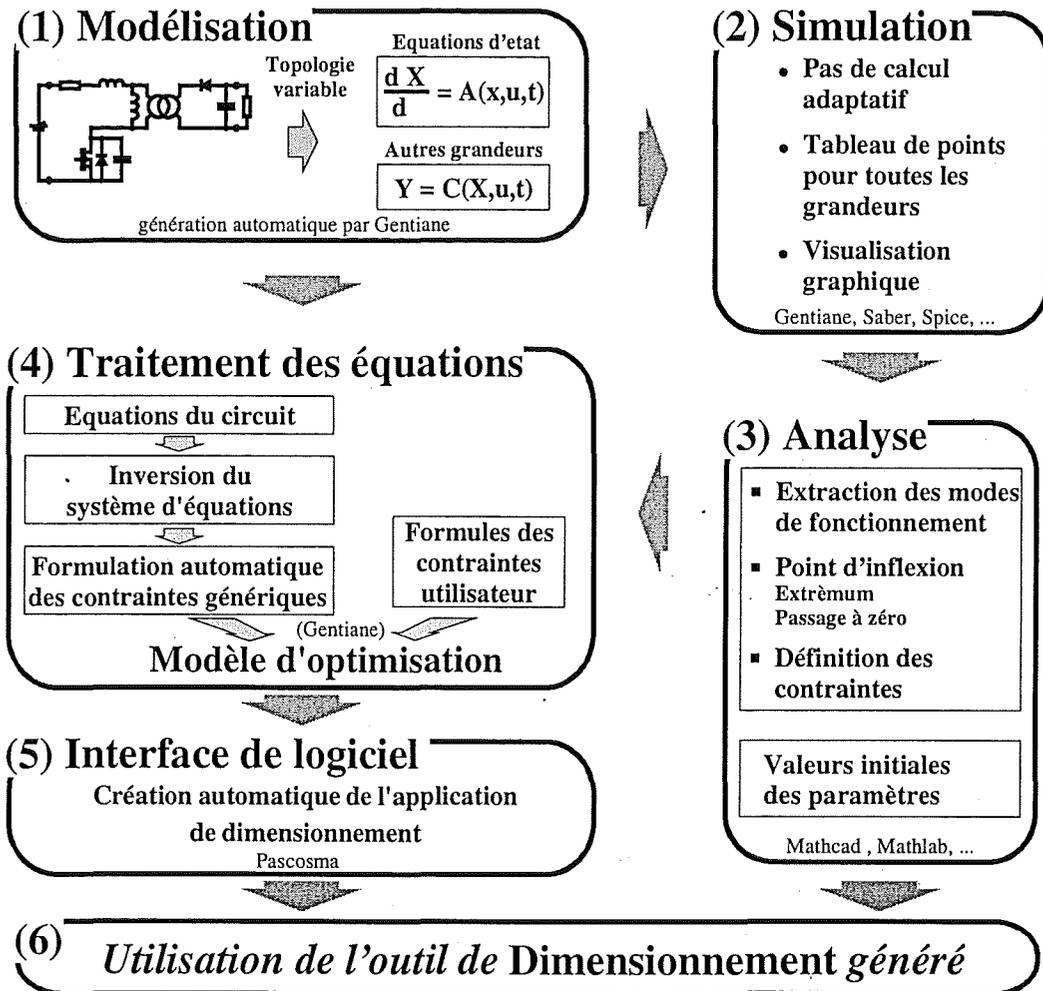


Figure 1 Démarche d'obtention d'une application de dimensionnement.

1. A partir de la définition du circuit électrique, la 'modélisation' génère automatiquement un modèle de simulation. Ce dernier contient les équations d'état et l'expression de quelques autres grandeurs de chaque phase de fonctionnement. Les règles de transition entre les différentes phases sont également spécifiées.
2. La 'simulation' exploite ce modèle de manière à déterminer les formes d'ondes du circuit. Elle permet donc de vérifier la cohérence du modèle notamment vis à vis des simulations plus fines. Outre à des fins de vérification, les résultats de simulation sont utilisés dans la suite des opérations.
3. 'L'analyse' des résultats de simulation consiste à extraire des informations nécessaires à la mise en œuvre du modèle analytique de dimensionnement. Il s'agit ici par exemple de détecter des extrema ou des passages par zéro de certaines grandeurs. Le résultat est important également pour initialiser le vecteur d'entrée de l'optimisation. Dans cette étape, il va falloir définir les critères de convergence et donc la 'fonction objective'. Plusieurs

critères ou définitions sont automatiquement extraits des formes d'ondes (valeurs moyenne, valeur maximale, etc.).

4. L'objectif de ce 'traitement des équations' est de générer le modèle d'optimisation. L'optimisation traite un problème inverse. On crée un modèle direct à partir des équations du circuit, de ses critères de fonctionnement (commutation à zéro de tension ZVS, etc.) et de critères utilisateurs spécifiques (plage de fonctionnement, pertes, etc.). On peut donc distinguer plusieurs catégories de critères:

- critères sur la cohérence physique du modèle (générés automatiquement).
- critères génériques comme les valeurs moyennes, efficaces ou maximales (générés automatiquement)
- critères utilisateurs par exemple le calcul des pertes (équations à fournir de l'extérieur).
- la fonction objectif.

Pour que le problème direct puisse être traité par le logiciel d'optimisation en un problème inverse, il faut dans ce cas ajouter les gradients des différentes sorties du modèle par rapport à ses entrées.

Cette formulation suppose que l'on a pas de système d'équations différentielles imbriqués de dimension supérieur à cinq.

5. Le logiciel 'Pascosma' transforme le problème de dimensionnement en un problème d'optimisation et génère l'outil correspondant avec son interface utilisateur. Cette 'interface logicielle' permet à l'utilisateur la gestion des différents paramètres avec leurs contraintes mais également l'exploitation des résultats de l'optimisation.

6. Le dimensionnement est à la charge de l'utilisateur, il s'agit dans ce cas de donner les bonnes indications afin d'obtenir le résultat voulu. Dans la mesure où le logiciel utilise la méthode des gradients il interdit de donner n'importe quel vecteur de départ. La démarche reste souvent itérative pour converger vers le résultat voulu. C'est-à-dire qu'il est nécessaire de resserrer successivement les contraintes afin d'assurer un résultat.

### 4.3 APPLICATION DU MONTAGE FLYBACK.

Sur les deux montages étudiés au cours de la thèse, le Flyback est incontestablement le plus intéressant du point de vue de l'optimisation. La motivation pour le montage Flyback est soutenue par la facilité de modélisation (peu de composant, influence de la commutation négligeable et peu de phases de fonctionnement). De plus le montage Flyback permet la réduction du nombre de variables d'état sans altérer fortement la fidélité par rapport à la réalité.

#### 4.3.1 MODELISATION.

Dans ce paragraphe nous présentons chronologiquement la façon avec laquelle nous avons appréhendé le problème et les améliorations qui ont dû être apportées par l'équipe CDI afin d'obtenir cette application de dimensionnement.

Avec les quatre variables d'états, donc quatre éléments de stockage, nous arrivons au schéma proposé en 'Figure 2'

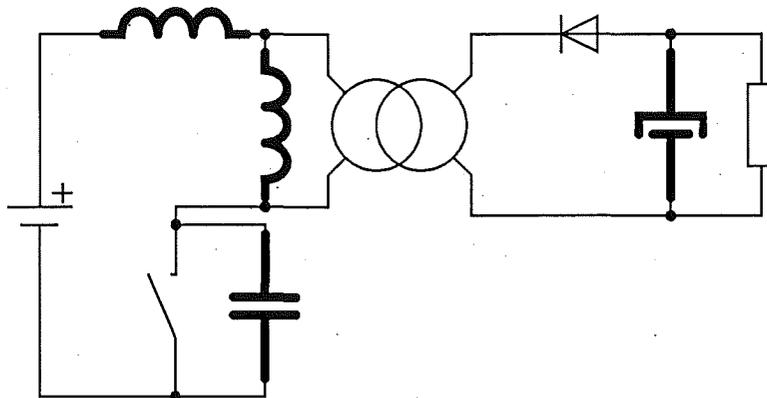


Figure 2 Circuit avec quatre éléments de stockage utilisé pour l'optimisation.

Pour les besoins de l'optimisation, nous sommes revenus à un schéma équivalent très simple qui ne prend en compte ni les phénomènes de pertes ni ceux de CEM. Si nous voulons faire de l'optimisation par rapport à ces grandeurs, il faut définir des équations analytiques et les introduire sous forme de contraintes utilisateurs. A terme, voulant faire de l'optimisation par rapport aux pertes du montage, nous avons donc défini les pertes des différents composants.

- Pertes dans l'interrupteur MOS.

$$P_q = I_{q\text{rms}}^2 \cdot R_{\text{dson}}$$

- Pertes dans la diode.

$$P_d = V_0 \cdot I_{\text{dav}} + R_{\text{don}} \cdot I_{\text{drms}}^2$$

- Pertes du transformateur.

Pertes cuivre :

$$R_s(f) = A \cdot \frac{1}{2} \cdot B \sqrt{f} \cdot \left( \frac{\text{sh}(B\sqrt{f}) + \sin(B\sqrt{f})}{\text{ch}(B\sqrt{f}) - \cos(B\sqrt{f})} + C \cdot \frac{\text{sh}(B\sqrt{f}) - \sin(B\sqrt{f})}{\text{ch}(B\sqrt{f}) + \cos(B\sqrt{f})} \right)$$

avec 'A, B et C' des paramètres déduits de la géométrie du transformateur (Chapitre 2).

$$I_p(s) = \text{Im} \cdot \left[ \frac{1}{s} + \left( \frac{s}{s^2 + \omega r^2} - \frac{1}{s} \right) \cdot e^{-t_1 s} + \left( \frac{\left( s\sqrt{x^2 - 1} \right) - \omega r}{(s^2 + \omega r^2) \cdot x} + \frac{\omega r - \left( s\sqrt{x^2 - 1} \right)}{s^2 \cdot x} \right) \cdot e^{-t_2 s} \dots \right. \\ \left. - \frac{\omega r}{s^2 \cdot x} \cdot e^{-t_3 s} - \frac{1}{s} \cdot e^{-T s} \right]$$

$$P_{ts} = \sum_{n=1}^N \frac{2}{T} \cdot \left| I_p \left( i \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T} \right) \right|^2 \cdot R \left( \frac{n}{T} \right)$$

avec 'N' le nombre d'harmonique à prendre en compte.

Pertes fer :

$$P_{tp} = \frac{V_{lmrms}^2}{R_p}$$

- Pertes dans les condensateurs

$$P_{c1} = I_{c1rms}^2 \cdot R_{c1}$$

$$P_{c2} = I_{c2rms}^2 \cdot R_{c2}$$

$$P_{cr} = I_{crrms}^2 \cdot R_{cr}$$

Un certain nombre de grandeurs pour ces calculs doivent être extraites du calcul d'optimisation. Nous avons ci-dessous spécifié la liste des valeurs à calculer :

Courant efficace dans l'interrupteur :	$I_{qrms}$
Courant moyen et efficace dans la diode	$I_{dav}$ et $I_{drms}$
Courant magnétisant moyen	$I_m$
Période de fonctionnement	$T$
Fréquence de résonance	$f_r$ ou $\omega r$
Variable réduite du courant de sortie	$x$
Temps de fin des différentes phases	$t_1, t_2, t_3$
Tension efficace sur l'inductance magnétisante	$V_{lmrms}$
Courant efficace dans les condensateurs	$I_{c1rms}, I_{c2rms}, I_{crrms}$

Les modèles de calcul de pertes ne sont pour l'instant pas très poussés, nous nous intéressons en premier lieu plutôt à la fonction d'une optimisation par rapport aux pertes qu'à un résultat

plus précis. Seulement pour les pertes cuivre du transformateur, des équations en fréquence ont été introduites afin de vérifier la faisabilité.

Avec l'introduction du circuit dans 'Gentiane' (pour la simulation) et la définition des contraintes et des équations supplémentaires nous pouvons passer à l'étape suivante, c'est-à-dire à la génération du modèle de dimensionnement. Ceci est pris en charge ensuite par l'outil proposé. L'équipe CDI s'est largement impliquée pour la génération des modèles et l'utilisation de l'outil d'optimisation.

### **4.3.2 TRAITEMENT DES EQUATIONS.**

Cette partie de Gentiane vient d'être réalisée et notre application sert de premier test pour une résolution entièrement automatique. Etant pris par le temps, seuls des remaniements de faible envergure ont pu être introduits pour cette application. Cela fait que des problèmes dans la génération actuelle du modèle d'optimisation persistent mais sont surmontables puisqu'on en connaît l'origine.

En sortie de ce traitement d'équations, le modèle de dimensionnement peut être transformé en un problème d'optimisation pour 'Pascosma'. L'exploitation de ce modèle d'optimisation fait ressortir des problèmes de cohérence du modèle. La fonction génération de modèle d'optimisation est maintenant opérationnelle par contre le débogage du modèle en soit et par conséquent des erreurs liées à la génération automatique reste à faire.

En collaboration avec L. Gerbaud, nous avons pu débusquer ces erreurs de moins en moins flagrantes au fur et à mesure de l'avancement du travail les éliminent . Cette étape nous a permis d'éviter des erreurs de calcul symbolique dans cette partie de traitement des équations mais également dans le logiciel (Macsyma) utilisé pour le calcul formel. Un certain nombre d'améliorations plus fondamentales ont également pu être notées mais ne sont pas encore intégrées.

Nous sommes donc parvenus à un modèle d'optimisation cohérent qu'il reste maintenant à exploiter pour la conception.

### 4.3.3 ETAPE DE DIMENSIONNEMENT.

Le dimensionnement consiste donc dans l'exploitation du modèle d'optimisation qui vient d'être généré.

Malgré tout l'exploitation est encore délicate car ce modèle comporte de nombreux paramètres, qu'il faut connaître et arriver à gérer. A part les paramètres directement liés à la structure (valeurs de composants) qui sont issus de la simulation générée par Gentiane, il existe des paramètres qui définissent des précisions de calcul ou des critères de convergences. Certaines des contraintes de ces deuxièmes paramètres ont une influence non négligeable sur le point de fonctionnement (régime permanent), c'est-à-dire sur la cohérence du modèle.

Avec le nombre de paramètres et la complexité du modèle, il peut arriver que l'algorithme de recherche bute sur un maximum local ou une incohérence momentanée. De temps en temps, il faut par conséquent le forcer à partir des contraintes dans une direction de progression pour aboutir au résultat escompté. Il est donc nécessaire d'avoir une bonne idée du résultat cherché et donc de maîtriser le fonctionnement du convertisseur en fonction des principaux paramètres.

L'utilisation d'un point bien connu et stable pour commencer une optimisation, pour après faire évoluer le point de fonctionnement doucement en relaxant ou contraignant petit à petit les contraintes favorise fortement les chances de réussite.

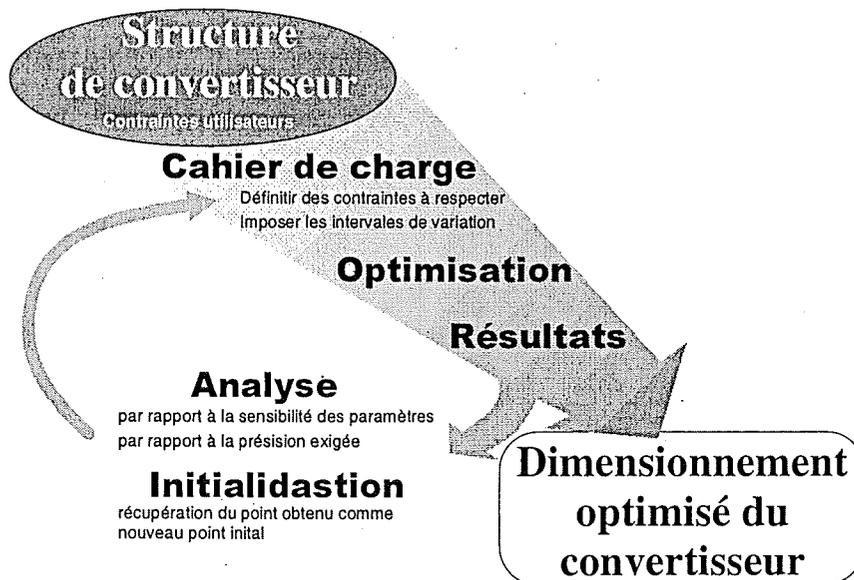


Figure 3 Démarche du dimensionnement.

#### 4.3.3.1 DESCRIPTION DES PARAMETRES D'ENTREE.

Ces variables d'entrée peuvent être séparées en plusieurs catégories :

Valeurs des composants du montage :

ca :	capacité de résonance.
cb :	capacité de sortie.
ea :	tension d'entrée.
fd :	fréquence de découpage.
la :	inductance de fuite.
lb :	inductance magnétisante.
na :	rapport de transformation.

Constantes nécessaires pour le calcul des pertes (lien avec les définitions) :

$A = rdc$  ;  $B = bb$  ;  $C = cc$  ;  $N = 12$  est fixé.

$R_p = r_p$

$R_{c1} = r_{ca}$

$R_{c2} = r_{cb}$

$R_{cr} = r_{cr}$

$R_{dson} = r_q$

$R_{don} = r_d$  ;  $V_0 = v_{dea}$

Paramètres nécessaires au calcul d'optimisation :

$n_{ta}, n_{tb}, n_{tc}, n_{td}$  : durées des quatre phases normalisées par rapport à la période de fonctionnement.

$n_{ti}^{***}, n_{tv}^{***}$  : dates des extremums des différentes grandeurs normalisés sur la durée de la phase d'apparition.

$i_{a}^{**}, v_{a}^{**}$  : valeurs initiales dans les différents éléments de stockage pour la première phase.

Options d'optimisation :

$p_{phy}$  : poids de la partie physique (cohérence du fonctionnement convertisseur) dans l'optimisation.

$p_{dim}$  : poids des critères de dimensionnement dans l'optimisation (composées de 'pa' et de 'pb').

$p_a$  : poids pour la recherche d'une plage de variation du courant de sortie maximum.

$p_b$  : poids sur la minimisation des pertes.

### 4.3.3.2 DESCRIPTION DES PARAMETRES DE SORTIE.

Dans les variables de sortie, on trouve également beaucoup de grandeurs nécessaires au modèle de dimensionnement :

co*** :	critères de continuité des différentes des grandeurs d'état (courants des inductances et tensions des capacités).
contil :	critères d'équivalence entre les variables d'entrée 'iala' et 'ialb' (correction provisoire).
da**** :	conditions de commutation ou non de la diode au changement de configuration.
fdim :	résultat obtenu sur le critère de dimensionnement
foncob :	résultat global de l'optimisation.
fphy :	résultat sur la partie physique, cohérence du modèle.
hypoa, hypob :	hypothèses de positivité ou de négativité nécessaire pour la résolution analytique des équations d'état.
nt :	somme des durées de phases normalisées sur la période (doit être '1')
ta**** :	conditions de commutation ou non du transistor au changement de configuration.
tg**** :	critère sur les tangentes, c'est-à-dire précision de détection de maximum.

Les paramètres de sortie restants sont des grandeurs liées au fonctionnement du convertisseur. Comme pour les paramètres d'entrée nous avons d'une part les grandeurs directement issues des formes d'ondes, et d'autre part les pertes obtenues à partir de calculs annexes.

***eff :	valeurs efficaces des courants ou tensions.
***max :	valeurs maximales des courants ou tensions.
***moy :	valeurs moyennes des courants ou tensions.
vs :	tension continue de sortie.
xred, yred :	point de fonctionnement en valeur réduite.

Valeurs liées au calcul des pertes :

eta :	rendement.
p** :	pertes dans les différents composants.
spertes :	somme des pertes.
wr :	calcul intermédiaire de la fréquence de résonance.

### 4.3.3.3 EXPLOITATION.

Dans une première étape, il s'agit de valider le modèle de dimensionnement tant au niveau de la cohérence des calculs que des directions d'évolution de l'optimisation.

La première approche est donc le simple calcul des variables de sortie du modèle à partir d'un ensemble de variables d'entrée. Les valeurs de départ utilisées proviennent de la simulation 'Gentiane' et du dimensionnement analytique du premier chapitre. Ce calcul a permis de vérifier la cohérence du modèle et de trouver les erreurs du modèle énoncé en première partie. Cette vérification se limite aux grandeurs "externes" du montage, pour les paramètres "internes", il n'existe pas de connaissance a priori. Il reste que sur les valeurs efficaces, la concordance reste très mauvaise (erreur de 10% à 20% environ)(Tableau 1). Ces valeurs n'étant pas primordiales pour la suite immédiate de notre démarche et des modifications conséquentes sur les formulations étant prévues nous n'allons pas approfondir ce sujet.

Comme moyen de contrôle de la pertinence du régime permanent, les tensions moyennes sur les inductances (vlamoy et vlbmoy) et les courants moyens sur les capacités (icamoy et icbmoy) préfigurent. Dans le cas du régime permanent ces valeurs doivent être nulles (pas d'accumulation d'énergie).

**Tableau 1 Comparaison sur les valeurs issues du logiciel d'optimisation et le calcul analytique du premier chapitre.**

	valeur moyenne		valeur efficace		valeur maximale	
	Pascosma	analytique	Pascosma	analytique	Pascosma	analytique
ica	$-0.28 e^{-3}$	0	2.39	1.424	3.25	3.25
icb	$-15 e^{-3}$	0	6.324	5.779	11.22	11.25
ida	4.984	5	8.436	7.641	16.22	16.25
ila	1.256	1.25	3.369	2.628	3.25	3.25
ilb	3.242	3.25	3.732	3.25	3.25	3.25
ita	1.248	1.25	2.362	2.208	3.25	3.25
vca	47.86	48			246.7	246.9
vcb	12	12			12	12
vda	-11.97	-12			31.11	31.2
vla	$88.9 e^{-3}$	0			168.7	168.9
vlb	$84.6 e^{-3}$	0	37.36	37.46	47.78	48

Il s'agit ici d'un pur calcul, il prend donc seulement en compte la vérification des formulations liant les valeurs de sortie et d'entrée. Pour le contrôle des dérivées partielles (gradients), il faut maintenant faire intervenir l'itération d'optimisation. En premier lieu, on peut donc uniquement libérer les paramètres internes (durée de phases, conditions initiales) qui définissent le régime permanent. En perturbant le point de départ, on peut vérifier la direction d'évolution (validation des dérivés partielles en jeu) et fixer les niveaux des contraintes pour

une précision exigée. A partir des variations du point initial imposé, on peut constater une évolution correcte de toutes les paramètres, par contre sur les courants d'inductance ( $i_{ala}$ ,  $i_{alb}$ ) les écarts sont comblés péniblement dans le modèle actuel. L'évolution de ce paramètre est très lente et pourra poser des problèmes à l'avenir.

Dans cette démarche le point de fonctionnement du convertisseur n'a pas changé. Dans une prochaine étape nous allons maintenant tenter de trouver la fréquence de fonctionnement en imposant les composants du montage. Cette application nécessite le calcul complet du régime permanent. Nous avons donc imposé une variation sur les trois paramètres de réglage du convertisseur ( $C_r$ ,  $L_f$ ,  $\eta$ ) et comparé les résultats avec ceux du calcul analytique.

**Tableau 2 Contrôle de l'évolution de la fréquence.**

Paramètres de réglage			Routine d'optimisation	Calcul analytique
$C_r$	$L_f$	$\eta$		
1.48 nF	4 $\mu$ H	0.4	1.007 MHz	1.007 MHz
2 nF	4 $\mu$ H	0.4	0.931 MHz	0.928 MHz
1.48 nF	5 $\mu$ H	0.4	0.855 MHz	0.852 MHz
1.48 nF	4 $\mu$ H	0.39	0.995 MHz	1.01 MHz

Les variations imposées à l'inductance de fuite ( $L_f$ ) et à la capacité de résonance ( $C_r$ ) ne posent pas de problèmes et les résultats obtenus par l'optimisation sont proches de ceux du calcul analytique. Par contre, la variation du rapport de transformation ( $\eta$ ) pose beaucoup de problèmes de convergence. Ceci est dû au changement des courants initiaux dans les inductances ( $i_{ala}$ ,  $i_{alb}$ ) qui deviennent nécessaires dans ce cas. Leurs variations ne suivant pas assez rapidement l'évolution du point de fonctionnement, il a fallu aider manuellement et en plus réduire considérablement la précision. Les résultats présentés sur le 'Tableau 2' pour ce point divergent, mais avec la précision utilisée on ne peut pas tirer de conclusion. A partir de cette expérience, on peut dire que chaque fois qu'une adaptation du courant initial des inductances est nécessaire, la convergence n'est actuellement pas possible.

Nous avons contrôlé l'évolution de la fréquence avec les paramètres de réglage du fonctionnement, il nous faut maintenant encore vérifier la fonction inverse. Nous allons donc étudier l'évolution de l'inductance de fuite ( $L_f$ ) et de la capacité de résonance ( $C_r$ ). Pour le rapport de transformation nous évitons cette opération vue les difficultés de convergence observées précédemment. Trois essais sont réalisés pour cette vérification:

1. On fixe une nouvelle fréquence et on observe l'évolution de l'inductance et de la capacité qui peuvent évoluer librement. Comme on le voit dans le 'Tableau 3' uniquement l'inductance évolue vraiment. Il est vrai que pour ce point il existe une infinité de solutions.

2. Pour obliger la capacité à évoluer, nous fixons également l'inductance de fuite.
3. Comme dernier essai, nous imposons une nouvelle valeur à la capacité de résonance en conservant la fréquence constante.

**Tableau 3 Etude de l'évolution des paramètres de réglages.**

Fréquence de fonctionnement imposée	Paramètres de réglages			Fréquence calculée analytiquement
	Cr	Lf	$\eta$	
1 MHz	1.48 nF	4.013 $\mu$ H	0.4	état initial
0.9 MHz	<b>1.481 nF</b>	<b>4.59 <math>\mu</math>H</b>	0.4	0.909 MHz
0.9 MHz	<b>1.985 nF</b>	4.013 $\mu$ H	0.4	0.928 MHz
1 MHz	1 nF	<b>4.492 <math>\mu</math>H</b>	0.4	1.01 MHz

On peut premièrement remarquer qu'en libérant (en gras) les deux paramètres de réglage (Cr, Lf) seule la valeur de l'inductance évolue. En fixant maintenant l'inductance de fuite également on voit l'évolution de la capacité Cr. Cette étape a posé quelques problèmes de convergence et en plus l'erreur sur le résultat est non négligeable (0.928 MHz par rapport à 0.9 MHz imposée). Le dernier essai d'imposer une variation à la capacité de résonance en fixant la fréquence montre bien qu'il existe une infinité de solutions pour le couple L-C à une fréquence donnée.

Une seconde remarque que l'on peut faire est que toutes les tentatives pour augmenter la fréquence à partir d'un point ont échoué, la raison pour cela reste actuellement inconnue. Le problème qui se pose est peut être dû à un problème de sensibilité accrue du modèle ou des contradictions avec une autre grandeur que l'on contraint.

## 4.4 CONCLUSION.

Un logiciel d'optimisation de convertisseurs statiques est développé au laboratoire par l'équipe CDI.

Nous avons profité de l'opportunité de cette thèse afin de faire l'étude du Flyback résonant utilisée comme support.

Cette étude n'a jusque là pas permis de déboucher sur des résultats nouveaux issus du processus d'optimisation à cause des multiples problèmes rencontrés avec cette première ébauche du logiciel, mais également des difficultés de prise en main. En effet, la démarche d'optimisation n'est pas évidente et il faut un certain temps pour arriver à exploiter convenablement l'outil d'optimisation.

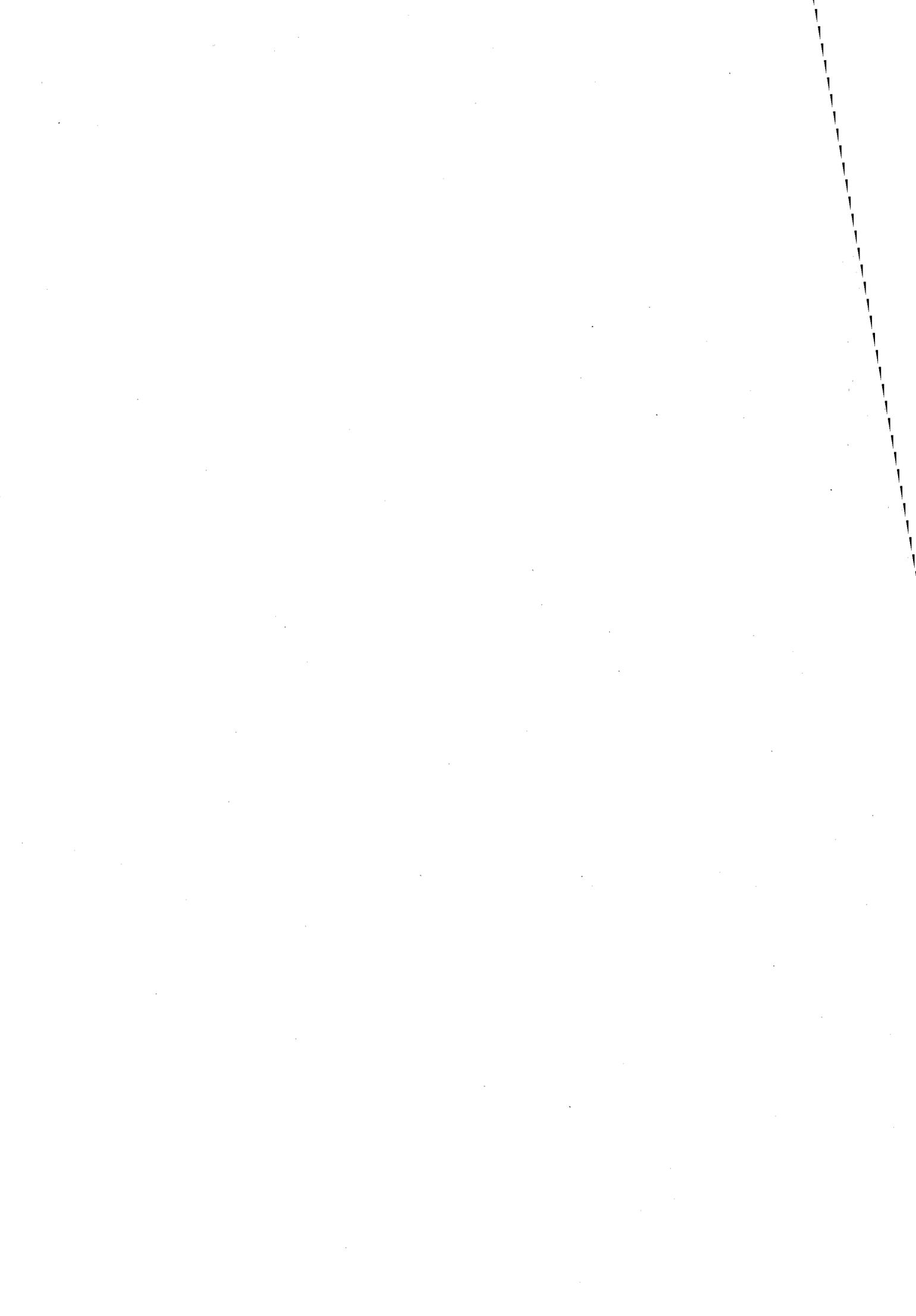
A travers cette étude, un certain nombre d'erreurs ont pu être trouvées et éliminées, ce qui a permis d'obtenir un modèle d'optimisation. Quelques points fondamentaux pour l'évolution du logiciel ont été relevés.

1. Dans cette première approche, les grandeurs des différents composants sont traitées indépendamment, ce qui veut dire une génération des équations de toutes les grandeurs pour chaque phase. Cette démarche a abouti à des équations et des résultats différents pour un courant ou une tension unique. Pour une prochaine version, il est prévu de simplifier les équations des circuits de chaque phase et donc de réduire le nombre d'équations (pas de calcul redondant) et d'améliorer la cohérence du modèle.
2. Comme on a pu le voir dans le dernier paragraphe, l'établissement du régime permanent pose de sérieux problèmes. Ceux-ci sont dus au grand besoin de précision sur les contraintes de continuité (régime permanent) ce qui est incompatible aux besoins du problème d'optimisation posé. Pour remédier à ce problème, le calcul du régime permanent sera effectué en amont de chaque itération d'optimisation. Un calcul externe va assurer en partie le calcul de critères liés au régime permanent ce qui permettra dans le logiciel d'optimisation de se consacrer uniquement au problème de dimensionnement. Cette amélioration est également susceptible de régler le problème rencontré sur le manque de sensibilité des courants initiaux.
3. Une dernière remarque concerne la souplesse d'utilisation. On a constaté au cours de cette étude, qu'à certains instants, il serait intéressant de réduire l'importance de paramètres pour favoriser une meilleure stabilité et donc la convergence.

Le travail sur l'amélioration du logiciel est en cours et on espère bientôt voir de ces évolutions.

D'un point de vue plus générale, je suis persuadé de l'utilité d'un logiciel de dimensionnement de convertisseur basé sur l'optimisation. La prise en compte de tous les paramètres permettra une meilleure utilisation des technologies actuelles et de formuler des revendications pertinentes pour celles du futur.

L'approche par le calcul analytique, utilisé pour ce logiciel, me semble dans l'état actuel des choses une solution bien adaptée au problème et ouvrant un grand potentiel.



*Conclusion  
générale*



## CONCLUSION GENERALE.

Ce travail est un premier pas vers la définition d'une méthodologie de conception technologique des alimentations à découpage. La première phase d'analyse où l'on doit obtenir les modèles de tous les éléments du circuit y compris les éléments parasites dans une bande de fréquence qui s'étend aujourd'hui jusqu'à 80 MHz est déjà bien entamée. Ces modèles restent bien sûr toujours perfectibles mais la démarche que nous voulons mener est suffisamment modulaire pour permettre le remplacement de certains modèles trop limités par d'autres et ne doit pas en principe remettre en cause l'approche.

La deuxième phase importante de ce travail est bien sûr d'être en mesure de trouver les paramètres de ces modèles à partir d'un jeu de données réduit ou de paramètres géométriques en ce qui concerne les inductances, capacités parasites des composants (pistes, transformateurs ...). A ce sujet nous avons pu voir que du chemin reste encore à parcourir vis à vis du modèle électrostatique du transformateur et même vis à vis du modèle magnétique sur des transformateurs de type Flyback par exemple.

Cette deuxième phase conduit naturellement à la simulation temporelle qui elle même permet ensuite d'atteindre les spectres et donc les grandeurs CEM.

En revanche la simulation de ces circuits complexes ne peut être une finalité en soi puisqu'il s'agit en fait de la résolution d'un problème inverse, c'est à dire de connaître les paramètres les plus sensibles et évaluer qualitativement leur effet afin de respecter les contraintes CEM ou pertes qui apparaissent comme des données du cahier des charges.

C'est pourquoi plusieurs démarches analytiques ont été entreprises afin de résoudre ce problème inverse. Néanmoins on voit qu'il reste un chantier énorme pour l'analyse de la CEM des alimentations intégrant des transformateurs et qu'une conception en intégrant pertes et CEM dès le début nécessite absolument l'aide d'un processus informatique d'optimisation.



# *Références*



[Apeldoorn-95]	O. APELDOORN, K. KRIEGEL <i>Optimal design of transformers for high frequency transformer.</i> EPE' 95, September 1995, Séville, Spain, vol.1, Proceedings, pp 007-012.
[Batart-92]	C. BATART <i>Interactions composants-circuits dans les onduleurs de tension. Caractérisation-Modélisation-Simulation.</i> Thèse de Doctorat, 1992, INPT, Toulouse.
[Bergeon-98]	S. BERGEON <i>Contribution a une méthodologie de dimensionnement des convertisseurs statiques.</i> Thèse de Doctorat, janvier 1998, INPG, LEG, Grenoble.
[Blache-95]	F. BLACHE <i>Modélisation électronique et électromagnétique d'un transformateur haute fréquence à circuit magnétique en fonte</i> Thèse de Doctorat, décembre 1995, INPG, LEG, Grenoble.
[Binns]	K.J. BINNS, P.J. LAWRENSEN, C.W. TROWBRIDGE <i>The Analytical and Numerical Solution of Electric and Magnetic Fields.</i> Edition WILEY
[Bouche-95]	J.M. BOUCHE, F. WURTZ, L. GERBAUD <i>Automatic generation of softwares for the design of static converters.</i> EPE' 95, September 1995, Séville, Spain, vol.3, Proceedings, pp. 304-309.
[Clavel-95]	E. CLAVEL, J.L. SCHANEN, J.ROUDET <i>Case impedance determination for power electronics components.</i> IEEE ICEAA' 95
[Cogitore-94/1]	B. COGITORE, J.P. KERADEC, J. BARBAROUX <i>The Two-Winding Transformer : An Experimental Method to Obtain a Wide Frequency Range Equivalent Circuit</i> IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, April 1994, vol. 43, no. 2, pp. 364-371.
[Cogitore-94/2]	B. COGITORE <i>Recherche de circuits équivalents pour les composants magnétiques haute fréquence</i> Thèse de Doctorat, juillet 1994, INPG, LEG, Grenoble.
[Cogitore-95]	B. COGITORE, J.P. KERADEC, B. KRAFFT <i>Understanding Wire Heatings near Magnetic Air Gap</i> EPE' 95, September 1995, Séville, Spain, vol. 1, Proceedings, pp. 151-156.
[Dowell-66]	P.L. DOWELL <i>Effects of Eddy Currents in Transformer Windings</i> Proceedings IEE, August 1966, vol. 133, no. 8, pp. 1387-1394.
[Ferrieux-95]	J.P. FERRIEUX, F. FOREST <i>Alimentations à découpage – Convertisseurs à resonance.</i> Edition Masson, 1995, Collections Technologies, seconde édition
[Forest-94]	F. FOREST, Y. PATIN <i>Problématique de la conception des composants magnétiques HF : Etat de l'art - Perspectives</i> EPF' 94, 1994, ENS de Cachan, Proceedings, pp. 1-6.
[Fouassier-97]	P. FOUASSIER <i>Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés dans les convertisseurs haute fréquence</i> Rapport de fin de contrat avec le CNES, 18 novembre 1997, Toulouse, LEG, Grenoble.
[Fouassier-98/1]	P. FOUASSIER, J.P. KERADEC <i>An Original New Method to Better Characterize Ferrite Materials used in Power Electronic Applications</i> Journal de Physique IV, 1998, SMM' 13 Proceedings, Grenoble, France, vol. 8, pp. 449-452.
[Fouassier-98/2]	P. FOUASSIER, F.L.S. GARCIA, J.P. KERADEC, G. MEUNIER <i>Improving Characterization of MnZn Ferrite Materials – Part I : A New Method Accounting for Permittivity Effects</i> IEEE CEFC' 98, June 1998, Tucson, Arizona, USA, Proceedings, p. 7.

[Fouassier-98/3]	P. FOUASSIER <i>Modélisation électrique des composants magnétiques haute fréquence : Prise en compte de la température et caractérisation des ferrites.</i> Thèse de Doctorat, octobre 1998, INPG, LEG, Grenoble
[Fouassier-98/4]	P. FOUASSIER, B. COGITORE, J.P. KERADEC <i>Modélisation haute fréquence des transformateurs : De la recherche aux applications industrielles</i> EPF' 98, décembre 1998, Belfort, Proceedings.
[Gautier-96]	C. GAUTIER, E. LABOURE, F. COSTA <i>Modélisation fine des composants passifs pour la simulation CEM des convertisseurs statiques</i> EPF' 96, décembre 1996, Grenoble, Proceedings, pp. 251-256.
[Gerbaud-97]	L. GERBAUD, N. RETIERE, A. BOLOPION <i>Automatic building of chageable topological model of static converters for the electrical drive simulation.</i> EPE' 97, septembre 1997, Trondheim, Norège, vol2, pp. 2.572-2.577.
[Gillet-95]	P. GILLET, M.A. KALLALA, J-L.MASSOL, P. LETURCQ <i>Résolution analogique de l'équation de diffusion ambipolaire.</i> C. R. Acad. Sci. Paris, 1995, t. 321, Série IIb, pp. 53-59
[Gradzki-91]	P.M. GRADZKI, F.C. LEE <i>High-Frequency Core Loss Characterization Technique based on Impedance Measurement</i> HFPC' 91, 1991, Proceedings, pp. 108-115.
[Hess-93]	J. HESS <i>Measurement and Calculation Techniques for Power Losses of Ferrites from kHz to MHz Range</i> PCIM' 93, 1993, Proceedings, pp. 327-344.
[Hewlett-1]	HEWLETT-PACKARD <i>Operational Manual: HP4194A - Impedance / Gain-Phase Analyzer</i>
[Hewlett-2]	HEWLETT-PACKARD <i>Operational Manual: HP8560A - Spectrum Analyser.</i>
[KéraDEC-92]	J.P. KERADEC, B. COGITORE, E. LAVEUVE <i>Des circuits à constantes localisées pour représenter les transformateurs haute fréquence</i> RGE, mai 1992, n° 5, pp. 36-47.
[KéraDEC-96/1]	J.P. KERADEC, B. COGITORE, F. BLACHE <i>Power Transfer in a Two-Winding Transformer : From 1-D Propagation to an Equivalent Circuit</i> IEEE Transactions on Magnetics, January 1996, vol. 32, no. 1, pp. 274-280.
[KéraDEC-96/2]	J.P. KERADEC <i>Le temps d'appriivoiser les étoiles filantes</i> Habilitation à Diriger des Recherches, novembre 1996, LEG, Grenoble.
[Labouré-95]	E. LABOURE <i>Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les alimentations continu-continu isolées</i> Thèse de Doctorat, octobre 1995, ENS de Cachan, LESIR, Paris.
[Labouré-96]	E. LABOURE, F. FOREST, J.P. DELVINQUIER, F. BEAUCLAIR, M. COLLET <i>Calcul des impédances d'un transformateur multi-enroulements à partir de sa géométrie</i> EPF' 96, décembre 1996, Grenoble, Proceedings, pp. 283-288.
[Laveuve-91]	E. LAVEUVE <i>Modélisation des transformateurs des convertisseurs haute fréquence</i> Thèse de Doctorat, septembre 1991, INPG, LEG, Grenoble.
[Lee-89]	F.C. LEE <i>High-frequency resonant, quasi-resonant and multi-resonant converters.</i> Volume1 VPEC, 1989.
[Lembeye-97]	Y. LEMBEYE, J.P. KERADEC <i>Pour étudier l'électronique de puissance : Prenez les mesures qui s'imposent.</i> EEEI, 1997, pp. 9-17

[Lofti-93/1]	A. W. LOFTI, F.C. LEE <i>A high frequency model for Litz wire with mode magnetics.</i> IEEE IAS' 93, Proceedings, pp. T-15 – T-21.
[Lofti-93/2]	A. W. LOFTI, F.C. LEE <i>Two-Dimensional Field Solution for High Frequency Transformer Windings</i> PESC' 93, 1993, Proceedings, pp. T7-T13.
[Macysma]	<i>Macysma mathematics and system reference manual.</i> 16 <sup>th</sup> edition, Copyright (C) 1996 Macysma Inc.
[Mathcad]	MATHSOFT INC. <i>Manuel de l'utilisateur</i> Mathsoft, Inc., Première édition, juin 1995, versions 6.0 et PLUS 6.0, Cambridge, USA, 746 p.
[Mérienne-96]	F. MERIENNE <i>Influence de l'interaction puissance-commande sur le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance : Simulation fine – Recherche de Règles de conception.</i> Thèse de Doctorat, janvier 1996, INPG, LEG, Grenoble
[MicroSim-96]	MICROSIM CORPORATION <i>MicroSim PSpice® A/D &amp; Basics+, Circuit Analysis Software</i> User's Guide, version 7.1, October 1996, USA.
[Paul-92]	C.R. PAUL <i>Introduction to electromagnetic compatibility.</i> Edition WILEY, ISBN 0-471-54927-4
[Philips-98]	PHILIPS <i>Data Handbook - Soft Ferrites</i> Book MA01, Philips Components, Magnetic Products, 1998.
[Popescu-97]	R. POPESCU <i>Caractéristion d'un onduleur monophasé et triphasé dans la band RF.</i> D.E.A. Génie Electrique, juin 1997, INPG, LEG, Grenoble
[Prieto-95]	R. PRIETO, R ASENSI, J.A. COBOS, O. GARCIA, J. UCEDA <i>Model of the capacitive effects in magnetic components.</i> IEEE PESC' 95, 1995, Proceedings, pp. 678-683.
[Schanen-94]	J.L. SCHANEN <i>Intégration de la Compatibilité ElectroMagnétique dans la conception de convertisseurs en Electronique de Puissance</i> Thèse de Doctorat, janvier 1994, INPG, LEG, Grenoble.
[Scheich-93]	R. SCHEICH <i>Caractérisation et prédétermination de perturbations conduites dans les convertisseurs d'électrniq ue de puissance.</i> Thèse de Doctorat, octobre 93, INPG, LEG, Grenoble.
[Scheich-96]	R. SCHEICH, J. ROUDET <i>Comparison of a forced switching and a quasi-resonant series chopper with regard to radio-frequency noise emission.</i> ETEP, vol. 6, no. 1, January/February 1996.
[Schellmanns-96]	A. SCHELLMANNNS <i>Conception d'une alimentation à découpage haut fréquence.</i> D.E.A. Génie Electrique, septembre 1996, INPG, LEG, Grenoble.
[Schellmanns-97]	A. SCHELLMANNNS, P. FOUASSIER, J.P. KERADEC, J.L. SCHANEN <i>1D-Propagation based Equivalent Circuits for Transformers : Accounting for Multi-layer Structure of Windings and Ferrite Losses</i> IEEE IAS' 97, October 1997, New Orleans, Louisiana, USA, Proceedings, pp. 1211-1216.
[Schellmanns-98]	A. SCHELLMANNNS, K. BERROUCHE, J.P. KERADEC <i>Multiwinding Transformers : A Successive Refinement Method to Characterize a General Equivalent Circuit.</i> IEEE IMTC' 98, May 1998, St. Paul, Minnesota, USA, Proceedings, pp. 717-722.
[Schutz-97/1]	J. SCHUTZ ,A. SCHELLMANNNS, J. ROUDET <i>Design of resonant Flyback converter under EMC constraint.</i> EPE' 97, September 1997, Trontheim, Norway, Proceedings, pp 834-839

[Schutz-97/2]	J. SCHUTZ, J. ROUDET, A. SCHELLMANNNS <i>Modeling Litz wire windings.</i> IEEE IAS' 97, October 1997, New Orleans, USA, Proceedins, pp 1190-1195
[Schutz-98]	J. SCHUTZ, J. ROUDET, A. SCHELLMANNNS <i>Transformer Modeling in EMC Applications</i> IEEE IAS' 98, October 1998, St. Louis, USA, Proceedings.
[Seguin-96]	B. SEGUIN, J.P. FERRIEUX <i>Etude et modélisation de la résistance série équivalente ESR des condensateurs utilisés en électronique de puissance – Application au calcul des pertes en régime sinusoïdal</i> EPF' 96, décembre 1996, Grenoble, Proceedings, pp. 263-268.
[Seguin-97]	B. SEGUIN <i>Les pertes dans les condensateurs bobinés utilisés en Electronique de Puissance : Mesure calorimétrique et modélisation</i> Thèse de Doctorat, mai 1997, INPG, LEMD, Grenoble.
[Siemens-91]	SIEMENS <i>Ferrites and Accessories - Data Book</i> Siemens Matsushita Components, 1990/91.
[Simplorer-97]	B. KNORR, U. KNORR, L. ZACHARIAS, H. PUDER <i>SIMPLORER® – Reference Manual – version 3.3</i> First Edition, January 1997.
[Tektronix-90]	TEKTRONIX <i>Guide d'utilisation: Analyseurs numériques de signaux DSA 601/602</i>
[Teulings-97]	W. TEULINGS <i>Prise en compte du câblage dans la conception et la simulation des convertisseurs de puissance : Performances CEM.</i> Thèse de Doctorat, avril 97, INPG, LEG, Grenoble.
[Tourkani-96]	F. TOURKHANI <i>Environnement de CAO pour l'optimisation du dimensionnement global des convertisseurs statiques. Application à la CAO d'un onduleur multiniveaux.</i> Thèse de l'université LAVAL, janvier 1996, Québec.
[Wen-Jian-93]	G. WEN-JIAN, L. RUI <i>A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers.</i> IEEE PESC' 93, 1993, Proceedings, pp. 1123-1129.
[Wurtz-96]	F. WÜRTZ <i>Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques.</i> Thèse de Doctorat, mai 96, INPG, LEG, Grenoble.

# *Annexe 1*



# Application des methode de calcule sur un transformateur modèle.

## Information sur le transformateur:

Nombre de couches:	$N_c := 5$
Hauteur de la fenêtre de bobinage:	$h_{fen} := 36 \cdot \text{mm}$
Largeur de la fenêtre de bobinage:	$d_{fen} := 10 \cdot \text{mm}$
Equat de la fenêtre de bobinage:	$x_{fen} := 8.2 \cdot \text{mm}$
Largeur du bobinage:	$dbob := 8.8 \cdot \text{mm}$
Equat du bobinage:	$xbob := 8.7 \cdot \text{mm}$

ORIGIN := 1

V := volt

A := amp

## Information par couche

Nombre de spire:	$N_s := (17 \ 17 \ 17 \ 17 \ 17)^T$
Nombre de brins d'un fil:	$N_b := (16 \ 17 \ 16 \ 17 \ 16)^T$
Hauteur du bobinage:	$hbob := (32.7 \ 32.7 \ 32.7 \ 32.7 \ 32.7)^T \cdot \text{mm}$
Diamètre du fil:	$d_f := (1.6 \ 1.6 \ 1.6 \ 1.6 \ 1.6)^T \cdot \text{mm}$
Epaisseur d'isolation du fil:	$d_{fi} := (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)^T \cdot \text{mm}$
Diamètre des brins du fil:	$db := (.28 \ .28 \ .28 \ .28 \ .28)^T \cdot \text{mm}$
Conductivité du fil:	$\sigma_f := (6 \ 6 \ 6 \ 6 \ 6)^T \cdot 10^7 \cdot \frac{1}{\Omega \cdot \text{m}}$
Equat entre deux couche de bobinage:	$d_i := (0.2 \ 0.2 \ 0.2 \ 0.2)^T \cdot \text{mm}$

## Données générales:

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A} \cdot \text{m}}$$

$$\epsilon_0 := \frac{1}{36 \cdot \pi \cdot 10^9} \cdot \frac{\text{A} \cdot \text{s}}{\text{V} \cdot \text{m}}$$

$$i := 1..60 \quad f_i := 10^{2 + \frac{i}{10}} \cdot \text{Hz}$$

$$\omega_i := 2 \cdot \pi \cdot f_i$$

## Transformation en plaques:

Globale:

$$h := \frac{1}{2} \left( h_{fen} + \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} hbob_i \right)$$

$$h = 34.35 \cdot \text{mm}$$

$$l := 2 \cdot \pi \cdot \left( xbob + \frac{dbob}{2} \right)$$

$$l = 82.31 \cdot \text{mm}$$

Plaques conductrices:

$$a := \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot db$$

$$b := \left[ \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \left( \frac{d_f - 2 \cdot d_{fi}}{\sqrt{N_b}} - db \right) \right]$$

$$c := \frac{d_f}{2} - \frac{\sqrt{\pi}}{4} \cdot (d_f - 2 \cdot d_{fi})$$

$$n := \sqrt{N_b}$$

$$\sigma := \left( \frac{N_s \cdot \sqrt{\pi \cdot N_b} \cdot db}{2 \cdot h} \right)$$

$$a = \begin{bmatrix} 0.248 \\ 0.248 \\ 0.248 \\ 0.248 \\ 0.248 \end{bmatrix} \cdot \text{mm}$$

$$b = \begin{bmatrix} 0.106 \\ 0.096 \\ 0.106 \\ 0.096 \\ 0.106 \end{bmatrix} \cdot \text{mm}$$

$$c = \begin{bmatrix} 0.091 \\ 0.091 \\ 0.091 \\ 0.091 \\ 0.091 \end{bmatrix} \cdot \text{mm}$$

$$n = \begin{bmatrix} 4 \\ 4.123 \\ 4 \\ 4.123 \\ 4 \end{bmatrix}$$

$$\sigma = \begin{bmatrix} 2.947 \cdot 10^7 \\ 3.038 \cdot 10^7 \\ 2.947 \cdot 10^7 \\ 3.038 \cdot 10^7 \\ 2.947 \cdot 10^7 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{\Omega \cdot \text{m}}$$

Plaques isolantes:

$$a_{int} := xbob - xfen$$

$$a_i := d_i$$

$$a_{ext} := (x_{fen} + d_{fen}) - (xbob + dbob)$$

$$a_{int} = 0.5 \cdot \text{mm}$$

$$a_i = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.2 \\ 0.2 \\ 0.2 \end{bmatrix} \cdot \text{mm}$$

$$a_{ext} = 0.7 \cdot \text{mm}$$

## Calcul par les équation déduite de Dowel:

Configuration du transformateur:

Primaire: Couches 1, 3, 5

Secondaire: Couches 2, 4

$$N1 := Ns_1 + Ns_3 + Ns_5$$

$$N2 := Ns_2 + Ns_4$$

Couches conductrices:

$$rHcs_1 := \frac{Ns_1}{2 \cdot N1}$$

$$rHcs_3 := \frac{Ns_3}{2 \cdot N1}$$

$$rHcs_5 := \frac{Ns_5}{2 \cdot N1}$$

$$rHcs_2 := \frac{Ns_2}{2 \cdot N2}$$

$$rHcs_4 := \frac{Ns_4}{2 \cdot N2}$$

$$ii := 1..Nc \quad rHcp_{ii} := \sum_{n=1}^{ii} 2 \cdot rHcs_n - rHcs_{ii}$$

$$\delta(\omega) := \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \sigma}}$$

$$Rc(\omega) := \left[ \frac{2 \cdot l}{\sigma \cdot n \cdot a \cdot h} \cdot N1^2 \cdot \left[ rHcs^2 \cdot \frac{a}{\delta(\omega)} \cdot \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right) + \sin\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right) - \cos\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right)} + \left(\frac{n^2 - 1}{3} \cdot rHcs^2 + n^2 \cdot rHcp^2\right) \cdot \frac{a}{\delta(\omega)} \cdot \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right) - \sin\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right) + \cos\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right)} \right] \right]$$

$$Lc(\omega) := \left[ \frac{l \cdot \mu_0}{h} \cdot N1^2 \cdot \left[ \frac{a}{n} \cdot \left[ rHcs^2 \cdot \frac{\delta(\omega)}{a} \cdot \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right) - \sin\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right) - \cos\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right)} + \left(\frac{n^2 - 1}{3} \cdot rHcs^2 + n^2 \cdot rHcp^2\right) \cdot \frac{\delta(\omega)}{a} \cdot \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right) + \sin\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right) + \cos\left(\frac{a}{\delta(\omega)}\right)} \right] \dots \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{b}{n} \cdot \left(\frac{n^2 + 2}{3} \cdot rHcs^2 + n^2 \cdot rHcp^2\right) + 2 \cdot c \cdot (rHcs^2 + rHcp^2) \right] \right]$$

Couches isolantes:

Dans les plaques isolantes en amont de la première plaque de en aval de la dernière le champ est nul, il n'y a donc pas de puissance.

$$ii := 1..(Nc - 1) \quad rHip_{ii} := \sum_{n=1}^{ii} 2 \cdot rHcs_n$$

$$Li := \left[ \frac{l \cdot \mu_0}{h} \cdot N1^2 \cdot (rHip^2 \cdot ai) \right]$$

Impédance totale du bobinage:

$$Rt(\omega) := \sum_{i=1}^{Nc} Rc(\omega)_i$$

$$Lt(\omega) := \sum_{i=1}^{Nc} Lc(\omega)_i + \sum_{i=1}^{Nc-1} Li_i$$

$$Rs1_1 := Rt(\omega_1)$$

$$Rs1_1 = 0.171 \cdot \Omega$$

$$Ls1_1 := Lt(\omega_1)$$

$$Ls1_1 = 2.4 \cdot \mu H$$

## Calcul par les équation du transfère d'énergie:

### Equation de base:

Isolant:

$$Z1i(\omega, a) := i \cdot \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cdot \tan\left(\frac{1}{2} \cdot \omega \cdot a \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}\right)$$

Circuit magnétique:

$$Z1m(\omega, R, L) := \frac{1}{2} \frac{R + i \cdot \omega \cdot L}{R + i \cdot \omega \cdot L}$$

Conducteur:

$$Z1c(\omega, a, \sigma) := (1 - i) \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \omega}{2 \cdot \sigma}} \cdot \tan\left(\frac{1 - i}{2} \cdot a \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot \sigma}{2}}\right)$$

$$Z2c(\omega, a, \sigma) := (1 - i) \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \omega}{2 \cdot \sigma}} \cdot \frac{1}{\sin\left[(1 - i) \cdot a \cdot \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot \sigma}{2}}\right]}$$

$$\eta(N) := \sqrt{\frac{l}{h}} \cdot N$$

### Calcul des différente plaque:

Plaque d'aire et d'isolant:

$$\overrightarrow{Zint(\omega)} := 2 \cdot \overrightarrow{Z1i(\omega, aint)}$$

$$\overrightarrow{Zext(\omega)} := 2 \cdot \overrightarrow{Z1i(\omega, aext)}$$

$$\overrightarrow{Zi(\omega)} := 2 \cdot \overrightarrow{Z1i(\omega, ai)}$$

Plaque de bobinage (Litz):

$$Z1litz(\omega) := (2 \cdot Z1i(\omega, c) + (n - 1) \cdot Z1i(\omega, b) + n \cdot Z1c(\omega, a, \sigma))$$

$$Z2litz(\omega) := \left[ \frac{Z2c(\omega, a, \sigma)}{n} - \frac{n^2 - 1}{6 \cdot n} \cdot (2 \cdot Z1c(\omega, a, \sigma) + Z1i(\omega, b)) \right]$$

$$\eta_{litz} := \eta(Ns)$$

Plaque de ferrite:

Le circuit magnétique est modélisé par une inductance avec une résistance en parallèle

$$Rf := 59 \cdot \Omega$$

$$Lf := 3.38 \cdot \mu H$$

$$Zm(\omega) := Z1m(\omega, Rf, Lf)$$

### Regroupement des impédances entre deux noeux et traduction en admittances :

$$Y01_i := (Zm(\omega_i) + Zint(\omega_i) + Z1litz(\omega_i)_1)^{-1}$$

$$Y1_i := (Z2litz(\omega_i)_1)^{-1}$$

$$Y12_i := (Z1litz(\omega_i)_1 + Zi(\omega_i)_1 + Z1litz(\omega_i)_2)^{-1}$$

$$Y2_i := (Z2litz(\omega_i)_2)^{-1}$$

$$Y23_i := (Z1litz(\omega_i)_2 + Zi(\omega_i)_2 + Z1litz(\omega_i)_3)^{-1}$$

$$Y3_i := (Z2litz(\omega_i)_3)^{-1}$$

$$Y34_i := (Z1litz(\omega_i)_3 + Zi(\omega_i)_3 + Z1litz(\omega_i)_4)^{-1}$$

$$Y4_i := (Z2litz(\omega_i)_4)^{-1}$$

$$Y45_i := (Z1litz(\omega_i)_4 + Zi(\omega_i)_4 + Z1litz(\omega_i)_5)^{-1}$$

$$Y5_i := (Z2litz(\omega_i)_5)^{-1}$$

$$Y05_i := (Zm(\omega_i) + Zext(\omega_i) + Z1litz(\omega_i)_5)^{-1}$$

### Définition des matice du circuit équivalent:

$$A_i := \begin{bmatrix} Y01_i + Y1_i + Y12_i & -Y12_i & 0 & 0 & 0 \\ -Y12_i & Y12_i + Y2_i + Y23_i & -Y23_i & 0 & 0 \\ 0 & -Y23_i & Y23_i + Y3_i + Y34_i & -Y34_i & 0 \\ 0 & 0 & -Y34_i & Y34_i + Y4_i + Y45_i & -Y45_i \\ 0 & 0 & 0 & -Y45_i & Y45_i + Y5_i + Y05_i \end{bmatrix}$$

$$B_i := \begin{bmatrix} Y_{1i} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{2i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{3i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_{4i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{5i} \end{bmatrix}$$

$$C := \begin{bmatrix} (\eta_{litz1})^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (\eta_{litz2})^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (\eta_{litz3})^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (\eta_{litz4})^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (\eta_{litz5})^{-1} \end{bmatrix}$$

$$Y_i := \left[ C \cdot \left[ B_i - \left[ B_i \cdot (A_i)^{-1} \cdot B_i \right] \right] \cdot C \right]$$

Calcul de la matrice impédance pour une configuration donnée:

Configuration du transformateur: Primaire: Couches 1, 3, 5      Secondaire: Couches 2, 4

La mise en série des couche s'effectue sur la matrice d'impédances.

$$Z_i := (Y_i)^{-1}$$

Sommation des colonnes 1, 3, 5 et de 2, 4

$$x_i := (Z_i)^{<1>} + (Z_i)^{<3>} + (Z_i)^{<5>} \qquad y_i := (Z_i)^{<2>} + (Z_i)^{<4>}$$

Sommation des lignes 1, 3, 5 et de 2, 4

$$Z_{t11i} := (x_i)_1 + (x_i)_3 + (x_i)_5 \qquad Z_{t12i} := (y_i)_1 + (y_i)_3 + (y_i)_5$$

$$Z_{t21i} := (x_i)_2 + (x_i)_4 \qquad Z_{t22i} := (y_i)_2 + (y_i)_4$$

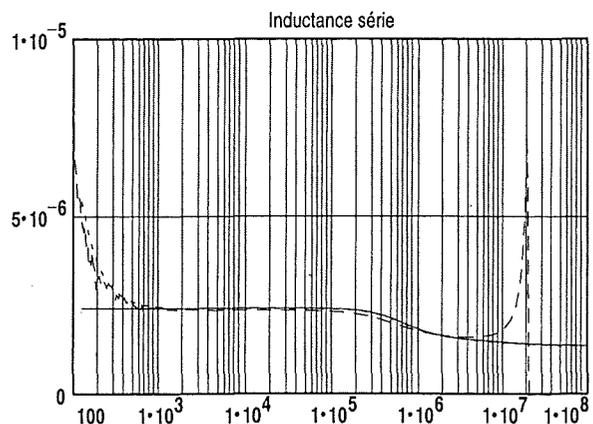
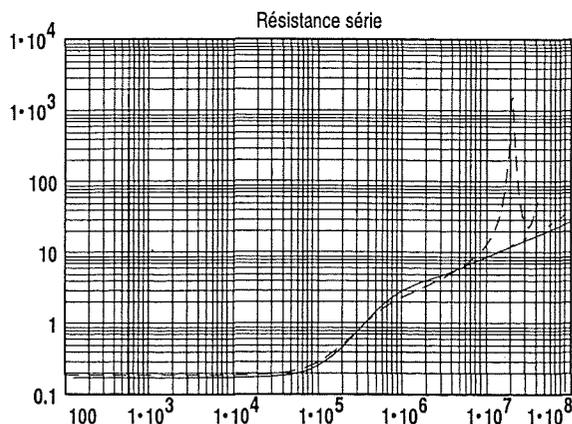
L'impédance en court-circuit est donc:

$$Z_{cc_i} := \frac{Z_{t11i} \cdot Z_{t22i} - Z_{t12i} \cdot Z_{t21i}}{Z_{t22i}} \qquad R_{s2_i} := \text{Re}(Z_{cc_i}) \qquad L_{s2_i} := \frac{\text{Im}(Z_{cc_i})}{\omega_i}$$

Introduction des données de mesure

M := LIREPRN(LITZ\_MP)      fm := M<sup><1></sup> .Hz      k := 1.. longueur(fm)

$$Z_{cc_k} := \left[ (M^{<2>})_k \cdot e^{i \cdot \left[ \frac{(M^{<3>})_k \cdot \pi}{180} \right]} \right] \cdot \Omega \qquad R_{sm_k} := \text{Re}(Z_{cc_k}) \qquad L_{sm_k} := \frac{\text{Im}(Z_{cc_k})}{2 \cdot \pi \cdot fm_k}$$



# *Annexe 2*



## Modélisation d'un transformateur par la mesure

Ce fichier permet d'identifier les gandeurs localisées du modèle de transformateur. Le modèle consiste pour la partie électromagnétique en forme de  $\pi$  et pour la partie électrostatique on modélise les 10 capacités.

### Mesures a effectuer :

Les mesures des résistances en continue sont faites avec un micro-ohmmètre

$$R_{pri} := 85.8 \cdot 10^{-3}$$

$$R_{sec} := 1.86 \cdot 10^{-3}$$

Les mesures effectuées sur le pont d'impedance HP4194A

1,V ; 2,cc ; 3,cc ; 4,cc	M := LIREPRN(T250_1)	f := M <sup>&lt;0&gt;</sup>	$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f$	
	F := longueur(M <sup>&lt;0&gt;</sup> ) - 1		x := 0.. F	
		M11 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P11 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex11_x := M11_x \cdot e^{i \cdot P11_x}$
1,V ; 2,c0 ; 3,cc ; 4,cc	M := LIREPRN(T250_2)	M12 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P12 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex12_x := M12_x \cdot e^{i \cdot P12_x}$
1,V ; 2,cc ; 3,c0 ; 4,cc	M := LIREPRN(T250_3)	M13 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P13 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex13_x := M13_x \cdot e^{i \cdot P13_x}$
1,V ; 2,cc ; 3,cc ; 4,c0	M := LIREPRN(T250_4)	M14 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P14 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex14_x := M14_x \cdot e^{i \cdot P14_x}$
1,cc ; 2,V ; 3,cc ; 4,cc	M := LIREPRN(T250_5)	M22 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P22 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex22_x := M22_x \cdot e^{i \cdot P22_x}$
1,cc ; 2,V ; 3,c0 ; 4,cc	M := LIREPRN(T250_6)	M23 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P23 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex23_x := M23_x \cdot e^{i \cdot P23_x}$
1,cc ; 2,V ; 3,cc ; 4,c0	M := LIREPRN(T250_7)	M24 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P24 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex24_x := M24_x \cdot e^{i \cdot P24_x}$
1,c0 ; 2,cc ; 3,V ; 4,cc	M := LIREPRN(T250_8)	M31 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P31 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex31_x := M31_x \cdot e^{i \cdot P31_x}$
1,cc ; 2,cc ; 3,V ; 4,cc	M := LIREPRN(T250_9)	M33 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P33 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex33_x := M33_x \cdot e^{i \cdot P33_x}$
1,cc ; 2,cc ; 3,V ; 4,c0	M := LIREPRN(T250_10)	M34 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P34 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex34_x := M34_x \cdot e^{i \cdot P34_x}$
1,cc ; 2,cc ; 3,cc ; 4,V	M := LIREPRN(T250_11)	M44 := M <sup>&lt;1&gt;</sup>	$P44 := M^{<2>} \cdot \frac{\pi}{180}$	$Zex44_x := M44_x \cdot e^{i \cdot P44_x}$

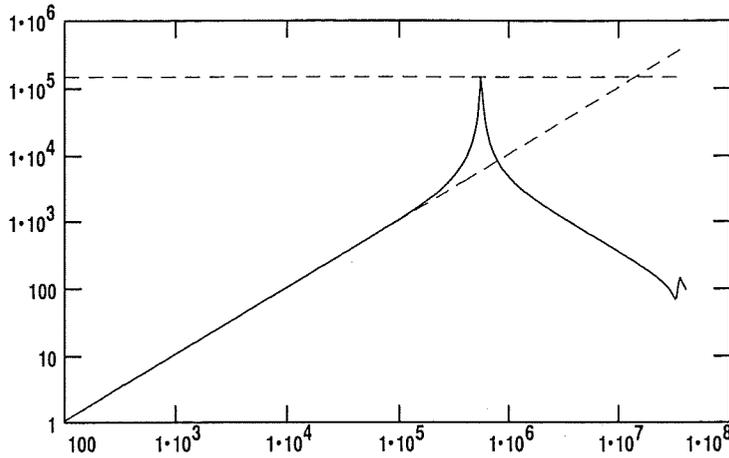


Inclure :Z:\Transfo\Capacite\Planar\Fonc\_jean.MCD

Détermination des composants du modèle électromagnétique :

Impédance parallèle Rp et Lp avec la mesure de Z13 :

$$R_p := \max(\overrightarrow{|Z_{ex13}|}) \quad L_p := \text{moylim}\left(0, \text{ind}(1 \cdot 10^5, f), \frac{\overrightarrow{\text{Im}(Z_{ex13})}}{\omega}\right)$$

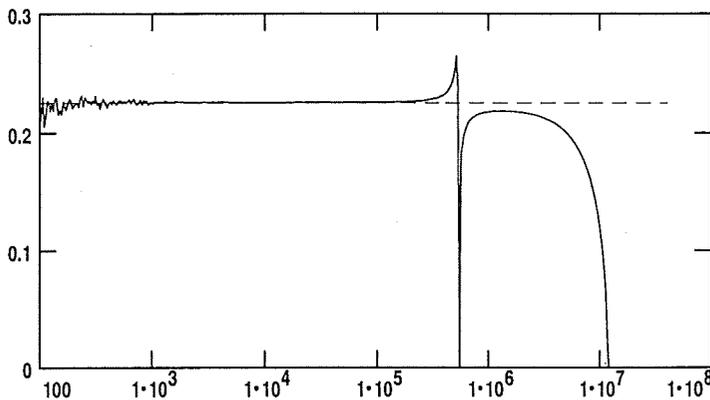


$$R_p = 1.468 \cdot 10^5$$

$$L_p = 1.673 \cdot 10^{-3}$$

Rapport de transformation  $\eta$  avec les mesures de Z13 et Z31 :

$$\eta_m := \frac{\overrightarrow{\text{Im}(Z_{ex31})}}{\sqrt{\text{Im}(Z_{ex13})}} \quad \eta := \text{moylim}\left(0, \text{ind}(1 \cdot 10^5, f), \eta_m\right)$$



$$\eta = 0.225$$

Impédance série R1, R2 et Zs avec la mesure de Z11 :

$$R_1 := R_{pri} \quad R_2 := \frac{R_{sec}}{\eta^2} \quad R_1 = 0.086 \quad R_2 = 0.037$$

$$B_1 := 0.135 \quad B_2 := 0.5 \quad B_3 := 3.8 \quad B_4 := \max(\text{Re}(Z_{ex11}))$$

$$R_{dc} := B_1 \quad R_{s1} := B_2 - B_1 \quad R_{s2} := B_3 - B_2 \quad R_s := B_4 - B_3$$

$$R_{s1} = 0.365$$

$$A_1 := 3.6 \cdot 10^{-12} \quad A_2 := 38.5 \cdot 10^{-15} \quad L_{bf} := 5.13 \cdot 10^{-6}$$

$$L_{s1} := \sqrt{A_1 \cdot R_{s1}} \quad L_{s2} := \sqrt{A_2 \cdot R_{s2}} \quad L_s := L_{bf} - L_{s1} - L_{s2}$$

$$R_{s2} = 3.3$$

$$A_3 := \frac{L_s^2}{R_s}$$

$$R_s = 3.511 \cdot 10^3$$

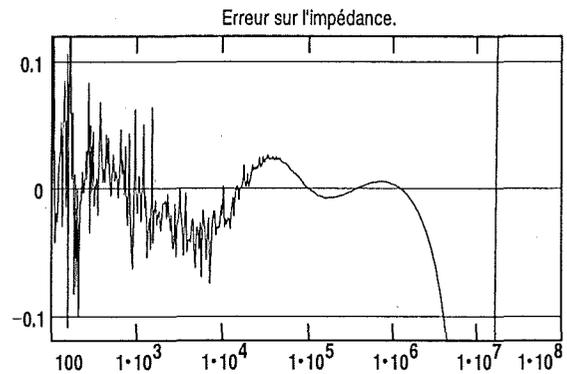
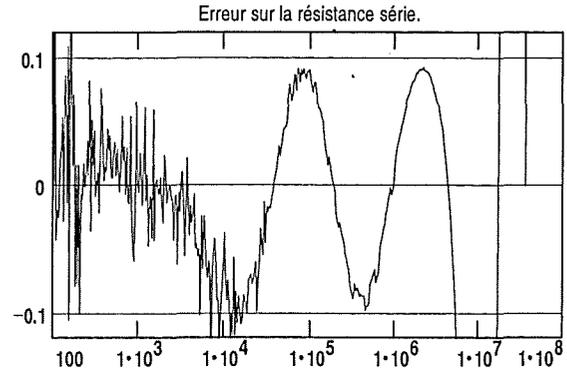
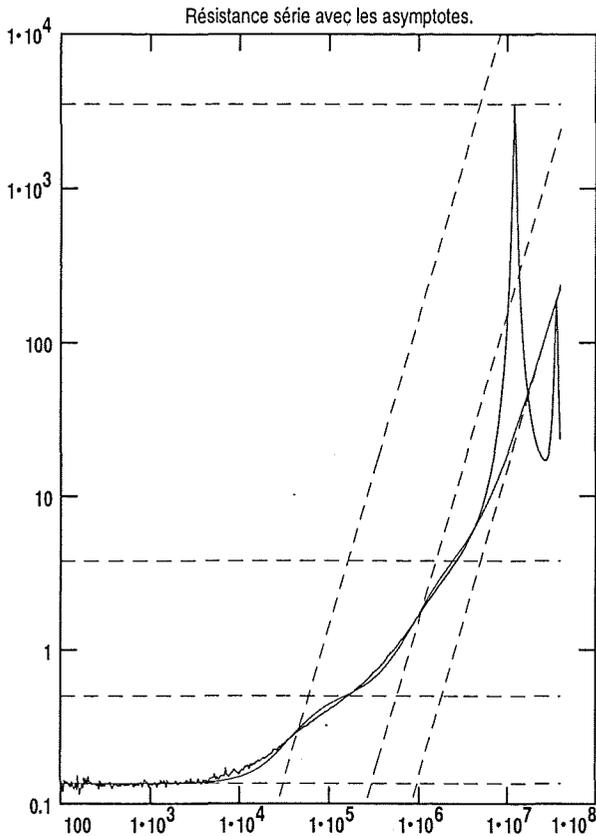
$$Z_{c11} := R_{dc} + \frac{R_{s1} \cdot \omega \cdot L_{s1}}{\omega \cdot L_{s1} - i \cdot R_{s1}} + \frac{R_{s2} \cdot \omega \cdot L_{s2}}{\omega \cdot L_{s2} - i \cdot R_{s2}} + \frac{R_s \cdot \omega \cdot L_s}{\omega \cdot L_s - i \cdot R_s}$$

$$L_{s1} = 1.146 \cdot 10^{-6}$$

$$L_{s2} = 3.564 \cdot 10^{-7}$$

$$L_s = 3.627 \cdot 10^{-6}$$

$$E_R := \frac{\overrightarrow{\text{Re}(Z_{c11}) - \text{Re}(Z_{ex11})}}{\text{Re}(Z_{ex11})} \quad E_Z := \frac{\overrightarrow{|Z_{c11}| - |Z_{ex11}|}}{|Z_{ex11}|}$$



Présentation des paramètres du modèle électromagnétique

$R1 = 0.086$	$\eta = 0.225$	$Rp = 1.468 \cdot 10^5$	$Rs = 3.511 \cdot 10^3$	$Rs1 = 0.365$	$Rs2 = 3.3$
$R2 = 0.037$		$Lp = 1.673 \cdot 10^{-3}$	$Ls = 3.627 \cdot 10^{-6}$	$Ls1 = 1.146 \cdot 10^{-6}$	$Ls2 = 3.564 \cdot 10^{-7}$

$$Z2(f) := \frac{2 \cdot Rp \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot Lp}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Lp - i \cdot Rp}$$

$$Z1(f) := \frac{Rs \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot Ls}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Ls - i \cdot Rs} + \frac{Rs1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot Ls1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Ls1 - i \cdot Rs1} + \frac{Rs2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot Ls2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Ls2 - i \cdot Rs2}$$

Matrice d'admittance électromagnétique :

$$Ym11(f) := \frac{Z1(f) \cdot R2 + Z1(f) \cdot Z2(f) + 2 \cdot R2 \cdot Z2(f) + Z2(f)^2}{\left( Z1(f) \cdot R2 \cdot R1 + 2 \cdot R2 \cdot R1 \cdot Z2(f) + Z1(f) \cdot R1 \cdot Z2(f) \dots \right. \\ \left. + R1 \cdot Z2(f)^2 + Z1(f) \cdot R2 \cdot Z2(f) + Z1(f) \cdot Z2(f)^2 + R2 \cdot Z2(f)^2 \right)}$$

$$Ym12(f) := Ym11(f) \\ Ym22(f) := Ym11(f)$$

$$Ym13(f) := \frac{Z2(f)^2}{\eta \cdot \left( Z1(f) \cdot R2 \cdot R1 + 2 \cdot R2 \cdot R1 \cdot Z2(f) + Z1(f) \cdot R1 \cdot Z2(f) \dots \right. \\ \left. + R1 \cdot Z2(f)^2 + Z1(f) \cdot R2 \cdot Z2(f) + Z1(f) \cdot Z2(f)^2 + R2 \cdot Z2(f)^2 \right)}$$

$$Ym14(f) := -Ym13(f) \\ Ym23(f) := -Ym13(f) \\ Ym24(f) := Ym13(f)$$

$$Ym33(f) := \frac{Z1(f) \cdot R1 + Z1(f) \cdot Z2(f) + 2 \cdot R1 \cdot Z2(f) + Z2(f)^2}{\eta^2 \cdot \left( Z1(f) \cdot R2 \cdot R1 + 2 \cdot R2 \cdot R1 \cdot Z2(f) + Z1(f) \cdot R1 \cdot Z2(f) \dots \right. \\ \left. + R1 \cdot Z2(f)^2 + Z1(f) \cdot R2 \cdot Z2(f) + Z1(f) \cdot Z2(f)^2 + R2 \cdot Z2(f)^2 \right)}$$

$$Ym34(f) := Ym33(f) \\ Ym44(f) := Ym33(f)$$

Détermination des composant du model electrostatique :

La détermination des capacités du modèle se fait par un calcul utilisant les fréquences de résonance. A l'exception de deux mesures toutes présentent une résonance. Dans les deux cas mentionnés (configuration Z12 et Z34) les mesures présente une évolution capacitive, une capacité peut donc être déduite.

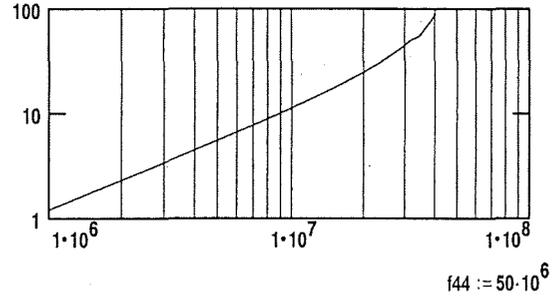
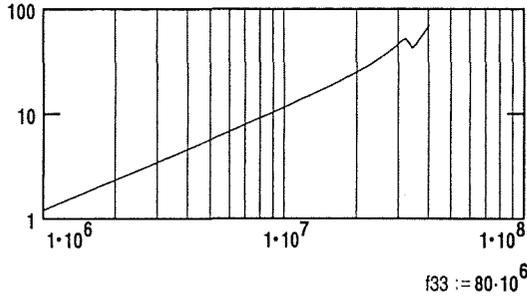
Dans certain cas la dite résonance est exterieure ou en limite de mesure de l'appareil (HP4194A). Dans ce cas il est nécessaire de faire hypthèse sur la valeur de la résonance afin de pouvoire faire le calcul, une eventuelle modification de ces valeurs permettrait peut être d'améliorer le modèle.

Extraction des fréquences de résonance :

$$\begin{array}{llll}
 f11 := \text{Fres}(f, \text{Zex11}) & f13 := \text{Fres}(f, \text{Zex13}) & f14 := \text{Fres}(f, \text{Zex14}) & f33 := \text{Fres}(f, \text{Zex33}) \\
 f22 := \text{Fres}(f, \text{Zex22}) & f23 := \text{Fres}(f, \text{Zex23}) & f24 := \text{Fres}(f, \text{Zex24}) & f44 := \text{Fres}(f, \text{Zex44})
 \end{array}$$

indice hors champs

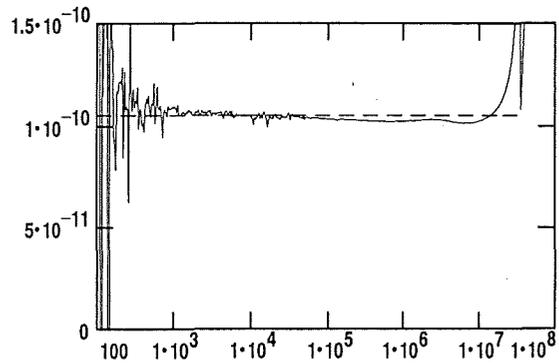
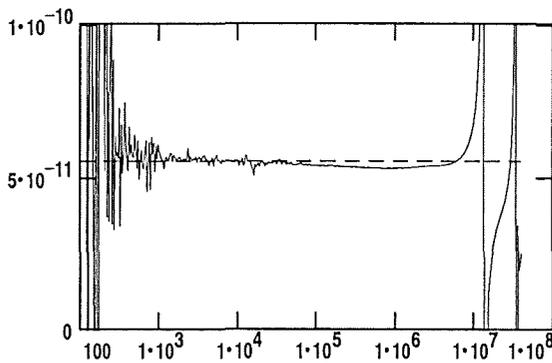
indice hors champs



Capacité dans les deux cas d'expection :

$$C_{m12} := \text{moylim} \left( \text{ind}(5 \cdot 10^3, f), \text{ind}(1 \cdot 10^4, f), \left( \frac{-1}{\omega \cdot \text{Im}(\text{Zex12})} \right) \right)$$

$$C_{m34} := \text{moylim} \left( \text{ind}(5 \cdot 10^3, f), \text{ind}(1 \cdot 10^4, f), \left( \frac{-1}{\omega \cdot \text{Im}(\text{Zex34})} \right) \right)$$



Calcul des éléments de la matrice d'admittance :

P1,V	P2,0	P3,0	P4,0	$C11 := \frac{\text{Im}(-Y_{m11}(f11))}{2 \cdot \pi \cdot f11}$	$C11 = 4.803 \cdot 10^{-11}$
P1,0	P2,V	P3,0	P4,0	$C22 := \frac{\text{Im}(-Y_{m22}(f22))}{2 \cdot \pi \cdot f22}$	$C22 = 4.072 \cdot 10^{-11}$
P1,0	P2,0	P3,V	P4,0	$C33 := \frac{\text{Im}(-Y_{m33}(f33))}{2 \cdot \pi \cdot f33}$	$C33 = 2.163 \cdot 10^{-11}$
P1,0	P2,0	P3,0	P4,V	$C44 := \frac{\text{Im}(-Y_{m44}(f44))}{2 \cdot \pi \cdot f44}$	$C44 = 5.536 \cdot 10^{-11}$

Admittance de la diagonale :

$$\begin{array}{ll}
 Y11(f) := Y_{m11}(f) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C11 & Y22(f) := Y_{m22}(f) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C22 \\
 Y33(f) := Y_{m33}(f) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C33 & Y44(f) := Y_{m44}(f) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C44
 \end{array}$$

P1,V P2,0 P3,cc P4,cc

$$C12 := \frac{C11 + C22 - Cm12}{2}$$

$$C12 = 1.682 \cdot 10^{-11}$$

P1,V P2,cc P3,0 P4,cc

$$C13 := 10 \cdot 10^{-12} \quad \text{given} \quad 0 = \text{Im} \left[ Y11(f) - \frac{(Ym13(f) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C13)^2}{Y33(f)} \right]$$

$$C(f) := \text{trouver}(C13)$$

$$C13 := C(f13)$$

$$C13 = -5.772 \cdot 10^{-13}$$

P1,V P2,cc P3,cc P4,0

$$C14 := 10 \cdot 10^{-12} \quad \text{given} \quad 0 = \text{Im} \left[ Y11(f) - \frac{(Ym14(f) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C14)^2}{Y44(f)} \right]$$

$$C(f) := \text{trouver}(C14)$$

$$C14 := C(f14)$$

$$C14 = 2.534 \cdot 10^{-11}$$

P1,cc P2,V P3,0 P4,cc

$$C23 := 10 \cdot 10^{-12} \quad \text{given} \quad 0 = \text{Im} \left[ Y22(f) - \frac{(Ym23(f) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C23)^2}{Y33(f)} \right]$$

$$C(f) := \text{trouver}(C23)$$

$$C23 := C(f23)$$

$$C23 = 2.451 \cdot 10^{-11}$$

P1,cc P2,V P3,cc P4,0

$$C24 := 0 \quad \text{given} \quad 0 = \text{Im} \left[ Y22(f) - \frac{(Ym24(f) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C24)^2}{Y44(f)} \right]$$

$$C(f) := \text{trouver}(C24)$$

$$C24 := C(f24)$$

$$C24 = -8.363 \cdot 10^{-13}$$

P1,cc P2,cc P3,V P4,0

$$C34 := \frac{C33 + C44 - Cm34}{2}$$

$$C34 = -1.395 \cdot 10^{-11}$$

Capacité plan de masse

$$C01 := C11 - C12 - C13 - C14$$

$$C02 := C22 - C12 - C23 - C24$$

$$C03 := C33 - C13 - C23 - C34$$

$$C04 := C44 - C14 - C24 - C34$$

Présentation des paramètres du modèle électrostatique

$$C01 = 6.446 \cdot 10^{-12}$$

$$C02 = 0.224 \cdot 10^{-12}$$

$$C03 = 11.638 \cdot 10^{-12}$$

$$C04 = 44.8 \cdot 10^{-12}$$

$$C12 = 16.819 \cdot 10^{-12}$$

$$C13 = -0.577 \cdot 10^{-12}$$

$$C14 = 25.339 \cdot 10^{-12}$$

$$C23 = 24.509 \cdot 10^{-12}$$

$$C24 = -0.836 \cdot 10^{-12}$$

$$C34 = -13.945 \cdot 10^{-12}$$

Matrice d'admittances électromagnétique :

$$Ys11(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C11$$

$$Ys12(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C12$$

$$Ys13(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C13$$

$$Ys14(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C14$$

$$Ys22(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C22$$

$$Ys23(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C23$$

$$Ys24(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C24$$

$$Ys33(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C33$$

$$Ys34(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C34$$

$$Ys44(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C44$$

### Comparaison entre mesures et modèle :

Calcul des impedances mesuré à partir des matrices d'admittance du modèle.

$$Zth11 := \frac{1}{Ym11(f) + Ys11(f)}$$

$$Zth12 := \frac{1}{(Ym11(f) + Ys11(f)) - \frac{(Ym12(f) + Ys12(f))^2}{Ym22(f) + Ys22(f)}}$$

$$Zth13 := \frac{1}{(Ym11(f) + Ys11(f)) - \frac{(Ym13(f) + Ys13(f))^2}{Ym33(f) + Ys33(f)}}$$

$$Zth14 := \frac{1}{(Ym11(f) + Ys11(f)) - \frac{(Ym14(f) + Ys14(f))^2}{Ym44(f) + Ys44(f)}}$$

$$Zth22 := \frac{1}{Ym22(f) + Ys22(f)}$$

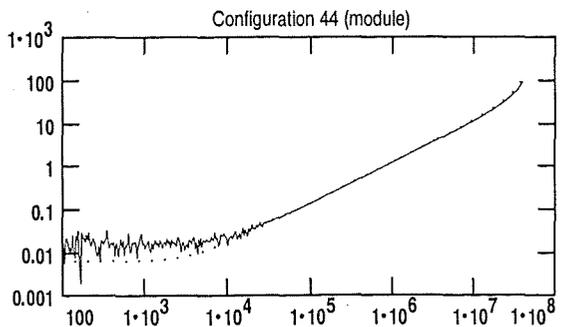
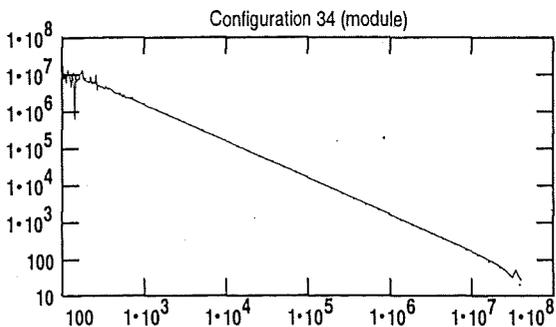
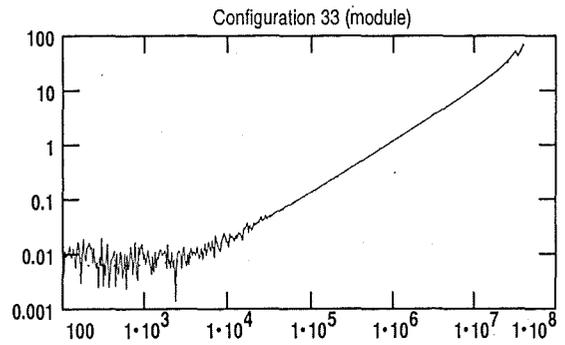
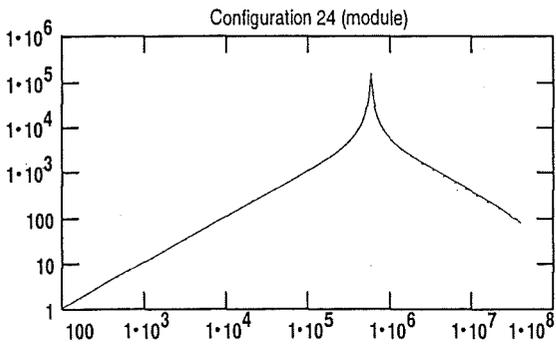
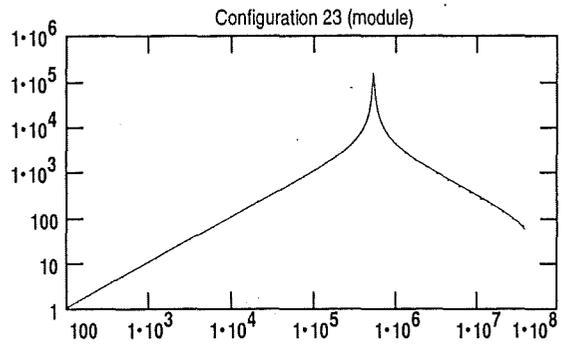
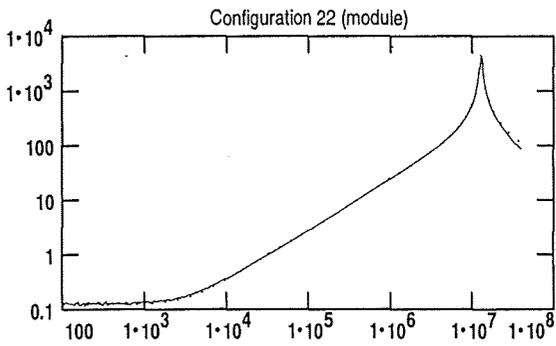
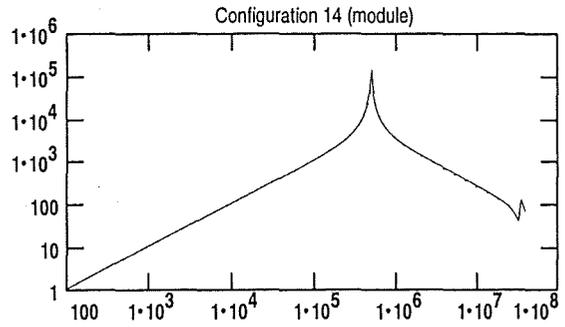
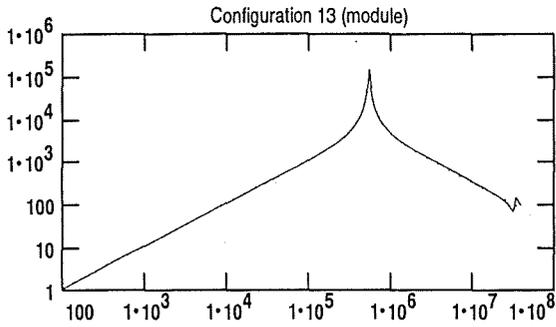
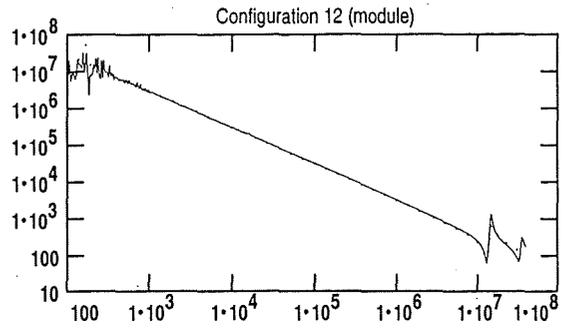
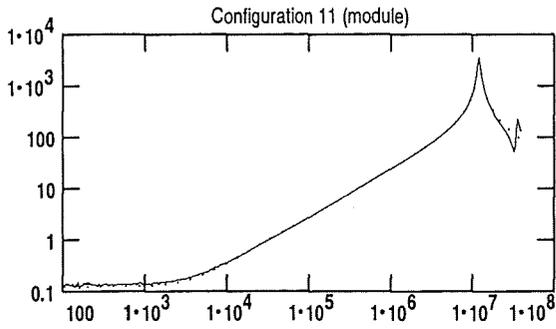
$$Zth23 := \frac{1}{(Ym22(f) + Ys22(f)) - \frac{(Ym23(f) + Ys23(f))^2}{Ym33(f) + Ys33(f)}}$$

$$Zth24 := \frac{1}{(Ym22(f) + Ys22(f)) - \frac{(Ym24(f) + Ys24(f))^2}{Ym44(f) + Ys44(f)}}$$

$$Zth33 := \frac{1}{Ym33(f) + Ys33(f)}$$

$$Zth34 := \frac{1}{(Ym33(f) + Ys33(f)) - \frac{(Ym34(f) + Ys34(f))^2}{Ym44(f) + Ys44(f)}}$$

$$Zth44 := \frac{1}{Ym44(f) + Ys44(f)}$$





AUTORISATION DE SOUTENANCE

Vu les dispositions de l'arrêté du 30 Mars 1992 relatifs aux Etudes Doctorales

Vu les Rapports de présentations de :

Monsieur René LEDOEUFF

Monsieur Christian ROMBAULT

Monsieur Jean SCHUTZ

est autorisé(e) à présenter une thèse en soutenance en vue de l'obtention du diplôme de  
Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, spécialité "GENIE  
ELECTRIQUE".

Fait à Grenoble, le 21 DEC 1998

Pierre GENTIL  
Professeur INPG  
Directeur du Collège Doctoral





## Résumé.

Cette thèse se préoccupe d'améliorer la conception de convertisseur. Le nombre de contraintes augmente avec l'évolution technologique et les restrictions actuelle et amènent à des solutions informatiques. Dans une première partie nous allons analysé nos connaissances actuelles sur la base de la réalisation d'un Flyback et d'un Forward. De nombreuses difficultés ont été rencontrées et une étude du transformateur en découle. Cette approche ne tien par contre pas compte des problèmes CEM.

Dans une deuxième partie nous traitons la modélisation du transformateur. La prédétermination magnétique d'enroulement en fils de Litz est développée et des comparaisons avec des résultats expérimentaux la valide. Une approche analytique 2D permet d'améliorer le calcul de l'inductance de fuite. La pris en compte du plan de masse et l'instauration d'une nouvelle méthode d'identification permet d'améliorer le modèle électrostatique du transformateur.

La problématique de la CEM dans la conception est aborder dans la troisième partie. Un recensement des modèles actuellement disponible est effectué. Trois méthodes de calculs de perturbations en fréquentielle sont étudiées. Une analyse des perturbations, en fonction des paramètres des modèles, permet l'identification des paramètres les plus sensibles et d'agir en conséquence pour améliorer le comportement CEM.

Une dernière partie est consacrée à l'expérimentation d'un logicielle de conception de convertisseur en plein développement. Jusque là il n'est pas encore possible d'obtenir des résultats probants cependant de nombreuses erreurs ont pu être éliminer et des modifications significatives sont élaborées pour une prochaine version.

**Mots Clefs :** Electronique de puissance, convertisseur statique, dimensionnement, composant magnétique, compatibilité électromagnétique, optimisation.

## Abstract

The aim of this Ph.D. is to improve the converter conception. The technical evolutions and the recent restrictions increase the number of constrains and run through software solutions. In a first part, the nowadays knowledge level will be examined. This study is based on a Flyback and Forward realisations. The design and the realisation of these converters point out several problems. Consequently, studies about transformer are developed. This conception approach doesn't yet involve EMC considerations at all.

In the second part, transformer-modelling problems are managed. A priory magnetic representation of a Litz-wire winding layer is outlined. Comparison between theoretical and experimental results for several transformers validates the model. An analytical 2D-calculation method is developed. It improves the leakage inductance representation. The ground plat proximity consideration and a more accurate identification method improve the electrostatic transformer representation.

In the third part, EMC considerations are included in the design concepts. A state of art about now available models is realised. Three methods to evaluate the perturbation levels in frequency domain are considered. The disturbance levels analyse with regards to variations of model parameters makes possible to detect the most sensitive parameters in order to use them to improve the EMC disturbance levels.

In the last part, the first experiences with recently developed converter conception software are exposed. This software is in experimental stage and it isn't nowadays possible to extract any interesting results. During the Ph.D. we have outlined and eliminated several errors, a future version of this software package will integrate significant modifications.