

50376
1999
247

N° d'ordre : 2466

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
Spécialité : GENIE ELECTRIQUE



par

Jean-Luc RANSON

Influence des capacités parasites du
transformateur et des interrupteurs dans les
convertisseurs continu-continu isolés :
Application au montage Forward

Soutenue le 5 Février 1999, devant la Commission d'Examen:

J.P. Cambronne
J.P. Keradec
R. Bausière
A. Berthon
M. Dupas

Rapporteur
Rapporteur
Directeur de Thèse
Examineur
Invité

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : QUEL MODELE DE TRANSFORMATEUR POUR LES ALIMENTATIONS A DECOUPAGE?

| | |
|---|-----------|
| 1. INTRODUCTION | 5 |
| 2. TRANSFORMATEUR IDEAL | 6 |
| 3. TRANSFORMATEUR SANS FUITES NI PERTES..... | 7 |
| 3.1. LE CIRCUIT MAGNETIQUE | 7 |
| 3.2 LES TECHNOLOGIES DE FABRICATION..... | 8 |
| 3.3 MODELISATION DU CIRCUIT MAGNETIQUE | 8 |
| 4. TRANSFORMATEUR AVEC PERTES | 9 |
| 4.1 LE BOBINAGE | 9 |
| 4.2. ORIGINE DES PERTES | 10 |
| 4.2.1. <i>Pertes Joule</i> | 10 |
| 4.2.2. <i>Pertes dans le circuit magnétique</i> | 11 |
| 4.2.2.1. L'hystérésis..... | 11 |
| 4.2.2.2. Calcul des pertes..... | 11 |
| 4.2.2.3. Mesure des pertes..... | 12 |
| 4.2.2.3.1. Méthodes directes..... | 12 |
| 4.2.2.3.2. Méthodes indirectes..... | 12 |
| 4.3 INFLUENCE DE LA TEMPERATURE | 13 |
| 5. TRANSFORMATEUR AVEC FUITES | 13 |
| 5.1. ORIGINE DES FUITES | 13 |
| 5.2. MODELISATION DES FUITES | 13 |
| 5.3. IDENTIFICATION DES INDUCTANCES DE FUITES..... | 15 |
| 5.4. INFLUENCE DES FUITES..... | 15 |
| 5.4.1. <i>Montage Flyback</i> | 16 |
| 5.4.1.1. <i>Blocage de la diode</i> | 16 |
| 5.4.1.2. Ouverture du transistor | 17 |
| 5.4.2. <i>Montage forward avec enroulement auxiliaire de démagnétisation</i> | 18 |
| 5.4.2.1. Premier intervalle ($0 < t < t_1$): D_1 conduit seule..... | 20 |
| 5.4.2.2. Deuxième intervalle ($t_1 < t < t_1 + t_2$): D_1 et D_2 simultanément conductrices..... | 21 |
| 5.4.2.3. Troisième intervalle ($t_1 + t_2 < t < t_1 + t_2 + t_3$): D_1 , D_2 et D_3 simultanément conductrices..... | 23 |
| 5.4.3. <i>Montage Forward à démagnétisation par pont asymétrique</i> | 24 |
| 5.4.4. <i>Montage push-pull</i> | 26 |
| 5.4.4.1. Première phase de la commutation: seule la diode D_{22} conduit..... | 26 |
| 5.4.4.2. Deuxième phase: débit simultané de D_{21} et D_{22} | 27 |
| 6. CAPACITES PARASITES DANS LES TRANSFORMATEURS | 29 |
| 6.1. ORIGINE | 29 |
| 6.2. MODELISATION | 30 |
| 6.2.1. <i>Structure à 2 couches</i> | 30 |
| 6.2.1.1. Equations | 30 |
| 6.2.1.2. Modèle capacitif | 31 |
| 6.2.2. <i>Extension au transformateur</i> | 32 |

| | |
|--|-----------|
| 6.2.2.1. Transformateur sans fuites ni pertes avec capacités parasites | 32 |
| 6.2.2.2. Transformateur avec fuites et capacités parasites | 35 |
| 6.2.3. <i>Autres modèles</i> | 35 |
| 6.2.3.1. Le modèle E.M.T.P. | 36 |
| 6.2.3.2. Etude modale | 37 |
| 6.2.3.3. Modélisation par inductances propres et mutuelles | 38 |
| 6.2.3.4. Modélisation par éléments finis | 39 |
| 7.CONCLUSION | 39 |

CHAPITRE II : IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU MODELE

| | |
|---|-----------|
| 1. INTRODUCTION | 41 |
| 2 ANALYSEUR D'IMPEDANCES | 42 |
| 2.1 PRESENTATION DE LA METHODE | 42 |
| 2.2 DETERMINATION DES PARAMETRES | 42 |
| 2.2.1 <i>Validité fréquentielle du modèle</i> | 42 |
| 2.2.2 <i>Calcul des impédances</i> | 43 |
| 2.2.3 <i>Valeurs des paramètres</i> | 44 |
| 2.3 RESULTATS | 45 |
| 2.4 CONCLUSION | 47 |
| 3. AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE | 48 |
| 3.1 PRESENTATION DE LA METHODE | 48 |
| 3.2 DETERMINATION DES PARAMETRES | 48 |
| 3.2.1 <i>Etude avec secondaire à vide</i> : | 48 |
| 3.2.2 <i>Etude avec primaire à vide</i> : | 49 |
| 3.2.3 <i>Etude avec secondaire en court-circuit</i> : | 50 |
| 3.3 RELEVES EXPERIMENTAUX ET SIMULATIONS | 51 |
| 3.4 EXTRACTION DES PARAMETRES | 57 |
| 3.5 CONCLUSION | 59 |
| 4. ETUDE AU SEIN D' UN CONVERTISSEUR..... | 59 |
| 4.1 ALIMENTATION FORWARD ASYMETRIQUE | 59 |
| 4.1.1 <i>Principe et fonctionnement</i> | 60 |
| 4.1.2 <i>Formes d'ondes</i> | 61 |
| 4.2 CALCUL DES PARAMETRES | 61 |
| 4.3 EXTRACTION DES PARAMETRES | 65 |
| 4.4 SIMULATIONS | 67 |
| 4.5 CRITERES D'AMELIORATION DES SIMULATIONS | 71 |
| 4.5.1 <i>Avec SPICE</i> | 71 |
| 4.5.1.1 <i>Présentation des modèles</i> | 71 |
| 4.5.1.2 <i>Description du modèle du transistor IRF350</i> | 72 |
| 4.5.1.3 <i>Amélioration du modèle</i> | 74 |
| 4.5.1.4 <i>Effet de R_{DS}</i> | 75 |
| 4.5.2 <i>Avec SUCCESS</i> | 75 |
| 4.6 CONCLUSION | 76 |
| 5. SYNTHESE DES RESULTATS..... | 76 |
| 6. CONCLUSION | 77 |

CHAPITRE III: VALIDATION DU MODELE-- APPLICATION A LA MULTIRESONANCE

| | |
|---|----|
| 1. INTRODUCTION | 79 |
| 2. INTERRUPTEUR MULTIRESONNANT EN TENSION | 80 |
| 3. FORWARD MULTIRESONNANT | 81 |
| 3.1 ALIMENTATION FORWARD MULTIRESONNANTE EN TENSION | 81 |
| 3.2 FONCTIONNEMENT A FAIBLE CHARGE | 81 |
| 3.2.1 Description des différentes phases | 83 |
| 3.2.2 Plan de phase | 85 |
| 3.2.3 Equations déduites du plan de phase | 86 |
| 3.2.4 Valeur moyenne de v_{c2} | 88 |
| 3.2.5 Valeur moyenne de la tension de sortie v' | 89 |
| 3.2.6 Caractéristiques de sortie | 90 |
| 3.3 FONCTIONNEMENT A FORTE CHARGE | 90 |
| 3.3.1 Description des différentes phases | 90 |
| 3.3.2 Plan de phase | 91 |
| 3.3.3 Equations déduites du plan de phase | 91 |
| 3.3.4 Caractéristiques de sortie | 95 |
| 4. VALIDATION EXPERIMENTALE | 96 |
| 5. CONCLUSION | 99 |

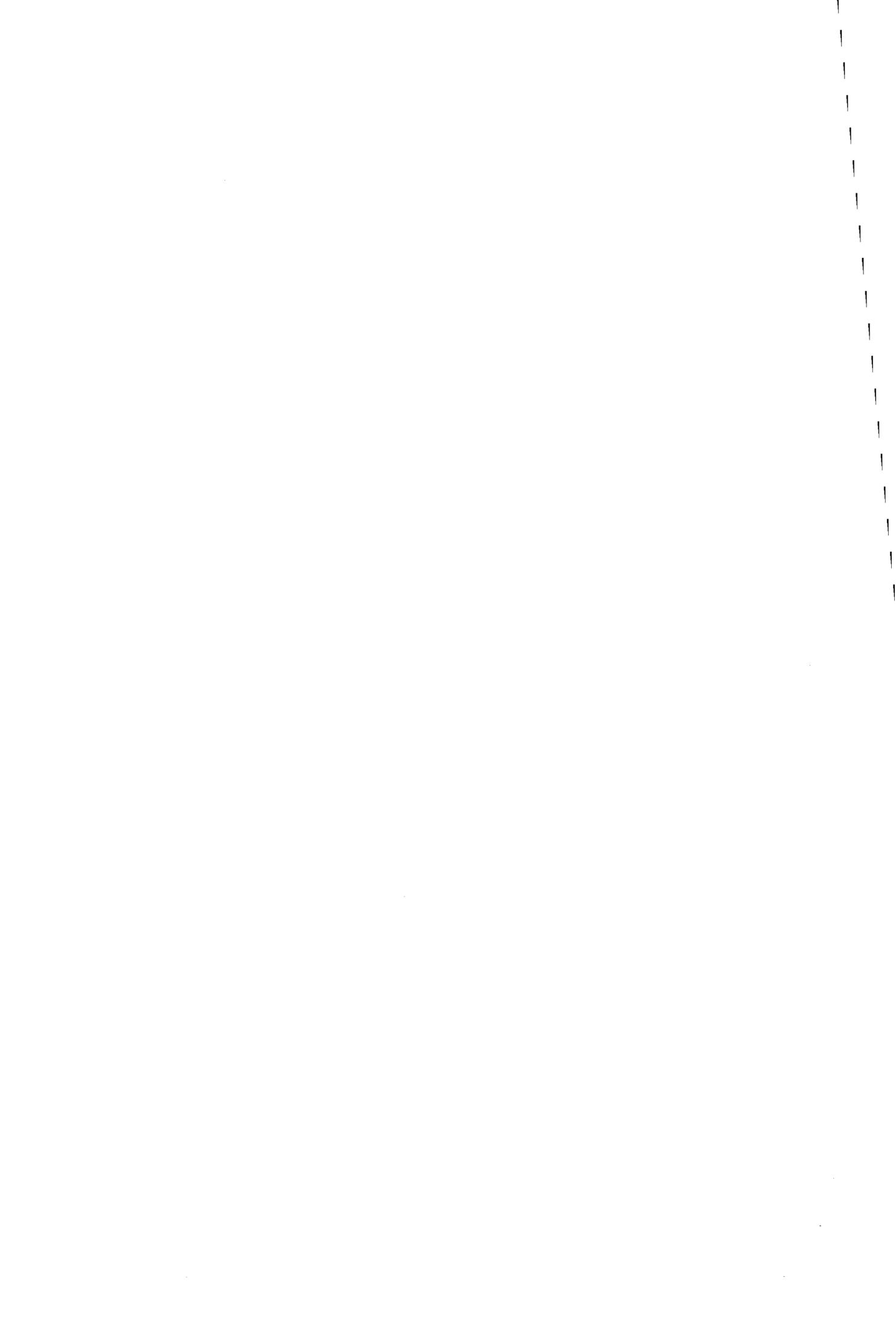
CHAPITRE IV : EFFETS DES ELEMENTS PARASITES DANS UNE ALIMENTATION FORWARD ASYMETRIQUE

| | |
|---|-----|
| 1. INTRODUCTION | 102 |
| 2. ALIMENTATION FORWARD ASYMETRIQUE | 102 |
| 2.1 PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT | 102 |
| 2.2 MODELISATION DU CONVERTISSEUR | 102 |
| 2.3 CHOIX DES VARIABLES ET DES GRANDEURS CARACTERISTIQUES | 106 |
| 3. INFLUENCE DES ELEMENTS PARASITES PRIS SEPAREMENT | 107 |
| 3.1 INFLUENCE DES INDUCTANCES DE FUITES DU TRANSFORMATEUR | 107 |
| 3.1.1 Schéma du montage et fonctionnement | 107 |
| 3.1.2 Calcul de G_{MAX} | 111 |
| 3.1.3 Evolution de G_{MAX} en fonction de $i_{\mu off} I'$ | 111 |
| 3.2 INFLUENCE DES CAPACITES PARASITES DES INTERRUPTEURS COMMANDES | 112 |
| 3.2.1 Capacités parasites fixes | 113 |
| 3.2.1.1 Etude topologique | 113 |
| 3.2.1.2 Calcul de G_{MAX} | 117 |
| 3.2.2 Capacités parasites variables | 119 |
| 3.3 INFLUENCE DU CABLAGE | 120 |
| 3.4 INFLUENCE DES CAPACITES PARASITES DU TRANSFORMATEUR | 121 |
| 4. ASSOCIATION DES ELEMENTS PARASITES | 123 |
| 4.1 ETUDE PRELIMINAIRE | 123 |
| 4.1.1 Schéma et formes d'ondes | 123 |
| 4.1.2 Présentation de l'étude | 124 |

| | |
|--|------------|
| 4.2 INDUCTANCES DE FUITES DU TRANSFORMATEUR, CAPACITES PARASITES DES INTERRUPTEURS ET INDUCTANCE PARASITE DE CABLAGE..... | 125 |
| 4.2.1 <i>Etude topologique</i> | 125 |
| 4.2.2 <i>Evolutions de G_{MAX}</i> | 128 |
| 4.3 INDUCTANCES DE FUITES DU TRANSFORMATEUR, CAPACITES PARASITES DES INTERRUPTEURS, INDUCTANCE PARASITE DE CABLAGE ET CAPACITE PARASITE PRIMAIRE DU TRANSFORMATEUR | 130 |
| 4.3.1 <i>Etude topologique</i> | 130 |
| 4.3.2 <i>Evolutions de G_{MAX}</i> | 133 |
| 4.4 INDUCTANCES DE FUITES DU TRANSFORMATEUR, CAPACITES PARASITES DES INTERRUPTEURS, INDUCTANCE PARASITE DE CABLAGE ET CAPACITE PARASITE SECONDAIRE DU TRANSFORMATEUR | 135 |
| 4.4.1 <i>Etude topologique</i> | 135 |
| 4.4.2 <i>Evolutions de G_{MAX}</i> | 137 |
| 4.5 INDUCTANCES DE FUITES DU TRANSFORMATEUR, CAPACITES PARASITES DES INTERRUPTEURS, INDUCTANCE PARASITE DE CABLAGE ET CAPACITES PARASITES PRIMAIRE ET SECONDAIRE DU TRANSFORMATEUR | 139 |
| 5. ANALYSE DES RESULTATS | 140 |

CONCLUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIE



INTRODUCTION

La modélisation d'un convertisseur électronique de puissance peut être effectuée à différents niveaux, depuis le système complet formé par le générateur, le récepteur, le convertisseur statique et sa commande, jusqu'au déplacement des charges dans un interrupteur à semi-conducteur pendant une commutation.

Quel que soit ce niveau, il est important que les paramètres pris en compte dans les différents modèles soient homogènes, c'est-à-dire qu'ils aient le même degré de précision. En particulier, dans le cas de l'étude de l'effet des éléments parasites d'un transformateur sur la façon dont se déroulent les changements d'état dans une cellule de commutation, le nombre d'inductances et de capacités parasites intervenant dans le modèle de transformateur doit être compatible avec le nombre de celles utilisées pour le modèle de la cellule.

Le transformateur a longtemps été un maillon faible dans la qualité de la modélisation d'une chaîne de transfert d'énergie électrique. Il est à lui seul le siège de multiples phénomènes complexes ce qui peut expliquer que jusque dans une période assez récente les modèles proposés pouvaient paraître soit excessivement simplifiés, soit trop concentrés sur une caractéristique particulière.

Il existe maintenant des modèles à constantes localisées faisant appel à un nombre de paramètres suffisamment limité pour que le transformateur ne puisse plus systématiquement être rendu responsable de la médiocre qualité d'un modèle.

Sans faire appel aux modèles les plus récents, nous avons voulu étudier l'influence des éléments parasites d'un transformateur dans les contraintes et la limitation des performances qu'ils imposent à une structure de convertisseur statique continu-continu isolé.

Le Chapitre I présente des modèles de transformateur intégrant progressivement les éléments permettant de tenir compte du courant magnétisant, des pertes, des fuites de flux et des capacités parasites. L'aptitude de ces modèles à l'intégration dans une structure d'alimentation à découpage est discutée. En particulier, l'étude détaillée de l'influence des inductances de fuites montre que le montage forward à pont asymétrique se prête plus aisément que les autres structures à l'introduction d'un modèle plus fin du transformateur.

Dans le Chapitre II, trois transformateurs destinés à des applications voisines, mais de constructions différentes sont étudiés. Pour identifier les quatre paramètres du schéma équivalent proposé pour un transformateur moyenne fréquence, trois méthodes mettant en oeuvre trois niveaux de puissance ont été utilisées. Les résultats de simulation obtenus en utilisant les valeurs identifiées pour les paramètres sont comparés avec les relevés expérimentaux.

Une validation supplémentaire du modèle a été recherchée dans le Chapitre III, en essayant de faire fonctionner une structure forward multirésonnante en tension à partir de ses seuls éléments parasites. Une étude analytique originale des caractéristiques de cette structure montre ses possibilités sous réserve qu'une hypothèse simplificatrice raisonnable soit vérifiée. C'est ensuite par simulation que, les différents modes de fonctionnement ayant été identifiés, la fréquence de commande permettant d'obtenir le fonctionnement souhaité est identifiée et les réalisations menées à terme pour deux transformateurs sur les trois.

Enfin, au Chapitre IV, sont présentés les résultats d'une étude systématique des effets produits, individuellement quand cela était possible, par chacun des éléments parasites du modèle. La puissance maximale transmissible est prise comme critère de comparaison, et l'écart des performances par rapport aux conditions idéales est dû principalement à l'allongement de la durée des phases de transition.

Chapitre I

Quel modèle de transformateur pour les alimentations à découpage ?

1. introduction

Il existe plusieurs types de modèles de transformateur en fonction des applications dans lesquelles ils sont utilisés et de l'importance de leur rôle dans ces applications. La représentation du transformateur dans son environnement dépend du degré de précision que l'on souhaite atteindre dans la modélisation [1]. On peut distinguer deux catégories de modèles selon que l'on désire étudier les contraintes engendrées à l'intérieur du transformateur au niveau des bobinages ou à l'extérieur sur les commutations au sein d'un convertisseur. La première nécessite de passer par une phase de discrétisation du bobinage. Pour la seconde, une représentation par l'intermédiaire de circuits électriques à éléments localisés est parfois suffisante. La figure I.1 présente les différents cas pour lesquels il est souhaitable d'utiliser l'une ou l'autre des catégories.

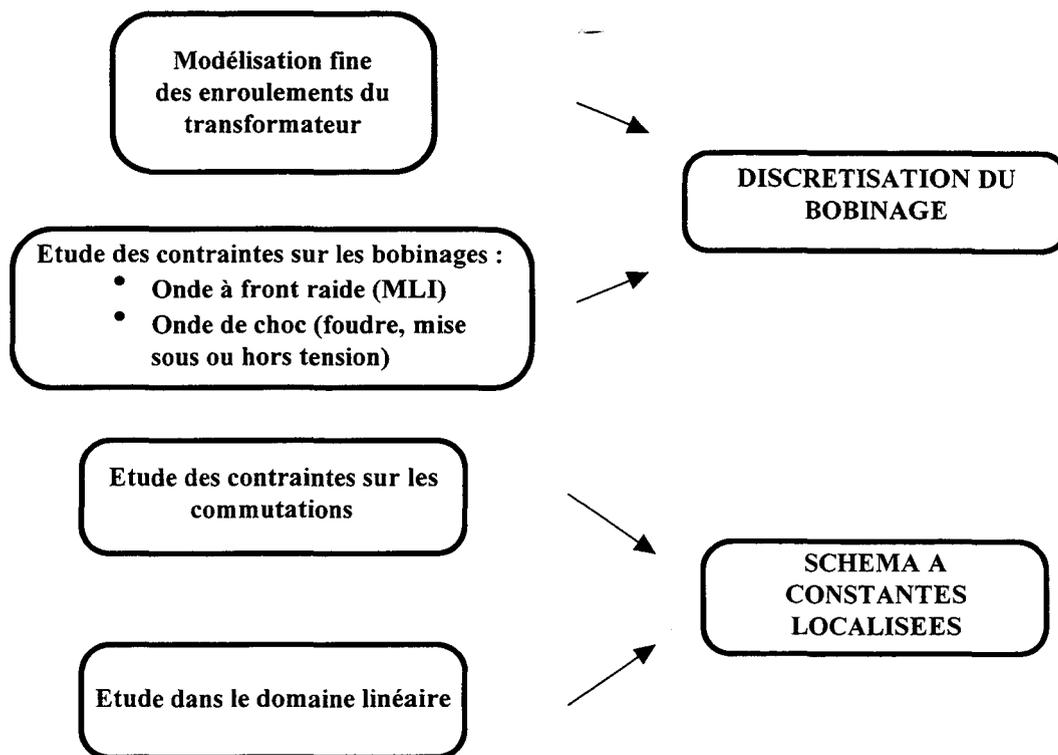


Figure I.1 : Choix du type de modélisation

Nous allons présenter des modèles de transformateur en faisant évoluer progressivement le nombre de paramètres qui les caractérisent, et en évaluant les conséquences de l'introduction de ces modèles dans les structures de convertisseurs continu-continu isolés qu'on rencontre dans les alimentations à découpage: flyback, forward et push-pull.

2. Transformateur idéal

Le transformateur idéal est formé de deux enroulements parfaitement couplés, un primaire de n_1 spires et un secondaire de n_2 spires. Chaque spire est traversée par le même flux ϕ dont la variation fait apparaître une fcm $d\phi/dt$. La tension primaire v_1 est la somme des fcm dans les n_1 spires soit $v_1=n_1.d\phi/dt$, et au secondaire $v_2=n_2.d\phi/dt$, d'où la relation $v_1/n_1=v_2/n_2$. L'égalité des puissances instantanées v_1i_1 au primaire et v_2i_2 au secondaire donne la relation qui lie les courants: $n_1i_1=n_2i_2$

Ce modèle ne peut pas être introduit dans le montage flyback: en effet, celui-ci nécessite un élément de stockage intermédiaire de l'énergie qui n'apparaît pas dans le modèle de transformateur idéal.

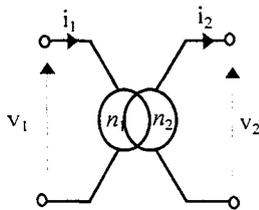


Fig. I.2 : Transformateur idéal

Il peut éventuellement être introduit dans le montage forward pour établir la relation entre la tension d'entrée et la valeur moyenne de la tension de sortie, mais il ne permet pas de faire apparaître le problème de la démagnétisation qui est essentiel puisqu'il nécessite l'introduction de composants supplémentaires dans la structure de puissance.

Il peut aussi éventuellement être introduit dans le montage push-pull à deux demi-enroulements au primaire et au secondaire : il est suffisant pour justifier le rôle de chaque interrupteur dans la structure et pour établir la relation entre la tension d'entrée et la valeur moyenne de la tension de sortie. Mais il ne permet pas de calculer comment le courant I' de la charge se répartit entre les deux diodes au secondaire pendant que les transistors sont ouverts au primaire.

3. Transformateur sans fuites ni pertes

3.1. Le circuit magnétique

Le rôle du circuit magnétique est de canaliser les lignes de champ magnétique. Pour cela, les matériaux constitutifs doivent présenter une perméabilité relative et une résistivité élevées et accepter un niveau d'induction à saturation important.

Parmi les matériaux les plus usités dans la conception de transformateurs, on trouve les tôles, les poudres de fer compactées, les matériaux amorphes et la céramique. Tous ces matériaux ont des propriétés différentes et sont utilisés pour des applications et des fréquences spécifiques. Dans le cas d'applications H.F., le ferrite [2] constitue à l'heure actuelle le meilleur compromis. Les plus utilisés pour la réalisation d'éléments passifs sont les ferrites Manganèse-Zinc (Mn-Zn) et Nickel-Zinc (Ni-Zn).

- Les ferrites Mn-Zn ont une perméabilité relative élevée (1000 à 15000), une résistivité électrique faible (1 à $10^3 \Omega \cdot m$) et une bande passante de l'ordre de 1Mhz.
- Les ferrites Ni-Zn sont caractérisés par des perméabilités relatives faibles (10 à 1000) et une bande passante élevée (1Mhz à 500Mhz). Leur résistivité électrique atteint $10^3 \Omega \cdot m$ à $10^6 \Omega \cdot m$ ce qui en fait un matériau adapté pour les fonctionnements à haute et très haute fréquence.

Pour des applications dont la fréquence de fonctionnement est faible (ou à l'inverse haute), la perméabilité du matériau peut avoir une valeur élevée (ou à l'inverse faible). On peut alors caractériser un matériau ferrite par un produit perméabilité - fréquence de coupure constant, tout comme le produit gain - bande en électronique.

Le tableau I présenté ci-dessous regroupe les différentes applications des ferrites Mn-Zn et Ni-Zn dans le cas d'utilisations à faible et haut niveau de puissance.

| | Mn-Zn | Ni-Zn |
|---------------------------------|---|---|
| Applications Bas Niveau | Filtrage | - Inductances à fort coefficient de surtension pour filtrage - Barreaux d'antennes |
| Applications Fort Niveau | - Transformateurs de puissance - Inductances | - Transformateurs de puissance - Inductances de choc |
| Bande Passante | → 1Mhz | H.F., VHF, UHF |

Tableau I : Applications des ferrites Mn-Zn et Ni-Zn

Toutefois, quel que soit le ferrite utilisé, les inductions à saturation restent relativement faibles (0.2 à 0.4T) et sont des fonctions décroissantes de la température.

3.2 Les technologies de fabrication

Selon l'encombrement souhaité et la gamme de fréquence dans laquelle le transformateur doit évoluer, deux types de technologies peuvent être utilisés.

- Classique :

C'est l'association de noyaux de ferrite en E de type ETD, en pots "RM" ou les tores avec un bobinage en fil de Litz ou feuillard.

Ces structures permettent de réaliser des composants magnétiques pour des convertisseurs d'une puissance qui ne peut dépasser le KW. Au dessus, les noyaux sont généralement réalisés par assemblage de U et de I qui présentent des dimensions relativement importantes.

- Planar :

Cette technologie se distingue des composants magnétiques classiques par le fait qu'il n'existe pas de fil de bobinage [3]. En effet, les enroulements sont constitués par des spirales plates en cuivre laminé sur des substrats diélectriques et des feuilles de cuivre découpées. Ces enroulements sont empilés sur des noyaux plats en ferrite qui sont ensuite collés avec une résine époxy à particules fines. Les enroulements sont séparés par des isolants minces en Kapton ou en Mylar.

Cette technologie présente les avantages suivants :

- facilité d'intégration dans un circuit
- modularité, reproductibilité des caractéristiques
- dissipation aisée des pertes du circuit magnétique par radiateur ou plaque froide.

3.3 Modélisation du circuit magnétique

Les enroulements du transformateur sont bobinés sur un circuit magnétique fermé qui utilise un matériau de forte perméabilité μ et donc de faible réluctance R. La relation qui lie les tensions v_1 et v_2 est la même que dans le transformateur idéal, mais la force magnétomotrice est donnée par: $n_1i_1 - n_2i_2 = R\phi$. On tient compte de la valeur non nulle de la réluctance R en branchant généralement une inductance L_μ en parallèle au primaire. Cette inductance peut être considérée comme constante en

dehors de la zone de saturation, et elle est traversée par le courant magnétisant i_μ tel que $n_1 i_1 - n_2 i_2 = n_1 i_\mu$.

Ce modèle est suffisant pour être introduit dans le montage flyback: l'inductance L_μ est l'élément de stockage intermédiaire de l'énergie.

Il permet également de faire apparaître le problème de démagnétisation dans le montage forward, correspondant à l'évacuation de l'énergie stockée dans l'inductance L_μ avant le début d'un nouveau cycle.

Dans le montage push-pull, il permet de calculer comment se répartit le courant dans les diodes au secondaire quand elles conduisent ensemble.

L'inductance L_μ peut se déduire de la variation de l'impédance primaire du transformateur à vide en fonction de la fréquence, ou de l'expression suivante :

$$L_\mu = \mu_0 \mu_r \frac{N^2 S}{\ell}$$

avec

N: nombre de spires primaire

S: section du circuit magnétique

ℓ : longueur moyenne du circuit magnétique

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$

μ_r = perméabilité relative du matériau utilisé (>1000 pour les ferrites)

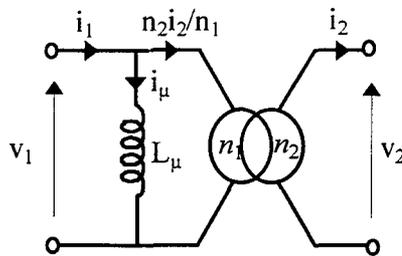


Fig. I.3 : Transformateur avec courant magnétisant

4. Transformateur avec pertes

4.1 Le bobinage

Pour la technologie classique, l'un des principaux problèmes associés à la réalisation de bobinages parcourus par des courants à fréquence élevée est l'accroissement de la résistance apparente des conducteurs [4]. Ainsi, la valeur de la résistance du bobinage en alternatif présente une valeur supérieure par rapport à celle obtenue en continu. Cette variation est due à deux phénomènes principaux : l'effet de peau et l'effet de proximité.

Ces deux effets sont causés, finalement, par l'interaction du courant électrique et du champ électromagnétique qui se traduit par une répartition non homogène de la densité de courant dans la section des conducteurs. L'effet de peau reflète l'effet d'un conducteur sur lui-même, l'effet de proximité traduit l'interaction entre deux conducteurs. Ces effets sont caractérisés par l'épaisseur de peau δ_p , dans laquelle sont concentrées les lignes de courant.

Le choix du type de conducteur s'effectue en fonction de la valeur de l'épaisseur de peau δ_p . Dans la plupart des cas, on utilise :

- le fil classique si les dimensions des conducteurs sont inférieures à δ_p ,
- le fil de Litz ou des conducteurs qui présentent une section rectangulaire (méplat ou feuillard) si le diamètre des conducteurs est supérieur à δ_p .

Pour la technologie planar, il existe plusieurs types de bobinages qui font intervenir la plupart du temps, des couches de circuit imprimé [5]. La maîtrise de la technologie des circuits imprimés permet aujourd'hui de véhiculer de forts courants (par surépaississement de cuivre) et d'accroître la puissance volumique. Parmi les technologies dites multicouches, on peut distinguer :

- Circuit imprimé multicouches :

Les spires sont réalisées sur chacune des couches du circuit imprimé et les connexions en série ou en parallèle se font par des trous enterrés ou métallisés.

- Technologie multicouches :

Elle facilite l'imbrication des enroulements primaire(s) et secondaire(s) associée à une mise en série ou en parallèle des conducteurs.

- Céramique sérigraphiée multicouches :

Cette technologie permet de mieux maîtriser les inductances de fuites et les capacités parasites et surtout de les réduire dans un rapport 3 à 4. Elle permet également d'améliorer la dissipation thermique tout en conservant les avantages de la technologie circuit imprimé multicouches.

4.2. Origine des pertes

4.2.1. Pertes Joule

La détermination des pertes joule dans les bobinages du transformateur a été facilitée par les travaux de JP Dowell (1966) [4]. Dans le cas d'un conducteur parcouru par un courant alternatif de valeur efficace I , les pertes cuivre P_c sont données par :

$$P_c = K_R \cdot \frac{\rho \ell}{S} \cdot I^2$$

où $K_R = \frac{R_{AC}}{R_{DC}}$ est un coefficient qui intègre la variation de la résistance en alternatif par rapport à la valeur obtenue en continu.

Des exemples [6,7] montrent les paramètres sur lesquels il est nécessaire d'agir pour minimiser ces pertes. Il s'agit la plupart du temps d'optimiser la hauteur de la fenêtre du circuit magnétique et de préférer des circuits magnétiques plutôt longs et minces.

Une autre manière de limiter ces pertes est d'utiliser des conducteurs divisés, tel le fil de Litz. Cela suppose, dans le cadre de la conception du transformateur par ordinateur, d'être capable de modéliser ce type de conducteurs.

4.2.2. Pertes dans le circuit magnétique

Lors de la conception d'un transformateur, le choix du circuit magnétique et par là même, sa caractérisation, nécessite une attention particulière d'autant plus que les fabricants de circuits magnétiques ne fournissent que très peu de renseignements relatifs aux pertes, et à la perméabilité.

Il existe trois raisons pour lesquelles les constructeurs sont peu disposés à fournir des données sur les noyaux magnétiques H.F. :

- le manque de procédures claires pouvant être utilisées pour obtenir la courbe $B(H)$ ainsi que les pertes en H.F.,
- la difficulté de produire des excitations H.F. avec une forte amplitude pour tester les noyaux magnétiques,
- l'énorme variation des propriétés magnétiques du noyau en fonction de la forme de l'excitation, de la fréquence, de la température, etc...

Ces pertes ont différentes origines que l'on sépare généralement en trois parties qui sont les pertes par hystérésis, par courants de Foucault et les pertes résiduelles. L'ensemble représente les pertes totales du circuit magnétique.

4.2.2.1. L'hystérésis

Le phénomène d'hystérésis peut être abordé de différentes manières [8,9,10]. Il y a l'approche du physicien qui privilégie plutôt les propriétés magnétiques du matériau (alignement des domaines, mouvement de paroi...). Les concepteurs de machines quant à eux préfèrent une approche macroscopique en utilisant des modèles mathématiques pour prévoir l'allure de la courbe $B(H)$ sans toutefois négliger les aspects physiques du matériau. Enfin les concepteurs de systèmes d'électronique de puissance ont besoin d'un circuit équivalent représentant la courbe $B(H)$ obtenue à la suite de différents essais. Ce circuit doit permettre de prédire les pertes lors des régimes transitoire et permanent. Les auteurs de [11] présentent une bibliographie assez complète sur le sujet.

Les logiciels commerciaux du type SPICE mettent également à la disposition des concepteurs des moyens de tenir compte de l'hystérésis. Dans la plupart des cas, il s'agit d'appliquer la méthode développée par D.C. JILES [12]. Le tracé du cycle est alors obtenu par la saisie de quelques données relatives au circuit magnétique (longueur moyenne du circuit magnétique, perméabilité...).

4.2.2.2 Calcul des pertes

Il existe deux approches bien connues pour calculer les pertes dans un circuit magnétique :

- représentation mathématique du cycle d'hystérésis afin de déterminer l'énergie perdue durant un cycle,

- utilisation de la formule de Steinmetz pour calculer directement les pertes du circuit magnétique.

Dans le premier cas, beaucoup de théories ont vu le jour; nous citerons deux des plus connues, le modèle de Jiles-Atherton [12] et le modèle de Preisach [13]. Toutes ces méthodes mathématiques nécessitent le calcul de l'aire du cycle d'hystérésis et donc les moyens de calcul correspondants. D'autre part les paramètres du modèle ne sont pas fournis par le fabricant de matériaux magnétiques.

Dans le second cas, on utilise la formule de Steinmetz qui dans le cas d'une excitation sinusoïdale s'exprime :

$$P_v(\tau) = C_m \cdot f^x \cdot B^y (ct_2 \cdot \tau^2 - ct_1 \cdot \tau + ct)$$

avec :

- t : température en °C
- B : amplitude de l'induction
- f : fréquence de la sinusoïde
- x,y : coefficients dépendant de la température

L'avantage de cette formule est qu'elle utilise des coefficients qui sont donnés par le fabricant de circuits magnétiques [14]. Les allures des excitations rencontrées dans les convertisseurs de l'électronique de puissance étant rarement sinusoïdales, il faut passer par une transformation mathématique de la formule de Steinmetz [15] pour obtenir une description précise des pertes quelle que soit la forme du courant magnétisant.

4.2.2.3. Mesure des pertes

Il existe deux techniques de mesures des pertes dans un circuit magnétique que l'on qualifie de directe et indirecte [16] :

4.2.2.3.1. Méthodes directes

- On mesure le courant et la tension pour obtenir la puissance instantanée puis la puissance moyenne dans le noyau. Cette méthode est applicable pour n'importe quelle excitation. Elle est facile à mettre en oeuvre et fournit des résultats avec une précision satisfaisante. Cela nécessite un banc d'essai informatique ainsi qu'un système de compensation des erreurs dues à l'insertion des appareils de mesures [17].
- On relève la courbe B(H) afin de calculer l'aire du cycle et obtenir l'énergie perdue par cycle et par unité de volume. La courbe s'obtient en associant un oscilloscope numérique et un traitement des données par ordinateur. Le flux est obtenu par intégration de la tension secondaire, le champ par la mesure du courant primaire.

4.2.2.3.2 Méthodes indirectes

- La méthode calorimétrique est très précise pour mesurer la puissance dissipée mais est très difficile à mettre en oeuvre [18]. De plus, la séparation des pertes cuivre (ou pertes fer) des pertes totales est très difficile à réaliser.
- On peut utiliser la résonance série par l'ajout d'un condensateur de bonne qualité de façon à ne pas masquer les pertes dans le composant inductif. L'inconvénient de ce système est qu'il se limite au régime sinusoïdal.

4.3 Influence de la température

Les caractéristiques des circuits magnétiques évoluent en fonction de la température. Pour les ferrites, les caractéristiques magnétiques, à savoir l'induction rémanente B_r , le champ coercitif H_c et l'induction maximale B_{max} à champ d'excitation H_{max} constant, se dégradent avec l'élévation de la température dans des proportions non négligeables [19,20]. De plus, après un retour à la température ambiante, une dégradation résiduelle sur les échantillons testés semble apparaître traduisant un phénomène de vieillissement thermique.

Les pertes totales dans le circuit magnétique présentent quant à elles, de grandes variations en fonction de la température. Le tracé de la caractéristique montre un minimum vers 80°C qui reste à peu près constant dans une plage de +/- 20°C [21]. Pour le calcul, cette variation est prise en compte dans la formule du §4.2.2.2 par l'intermédiaire des coefficients ct_1 , ct_2 et ct [22].

5. Transformateur avec fuites

5.1. Origine des fuites

Les enroulements étant réalisés avec du fil isolé, souvent sur plusieurs couches, et avec isolation entre primaire et secondaire, il est impossible d'obtenir rigoureusement le même flux à travers toutes les spires, quelle que soit la configuration utilisée. Chaque enroulement crée un flux dont une partie ne traverse pas l'autre enroulement, et correspond au flux de fuites. Il existe des moyens pour éviter que ce flux de fuites soit trop important, en particulier l'utilisation de circuit à haute perméabilité, et en bobinant les enroulements le plus serré possible contre le noyau.

5.2. Modélisation des fuites

Puisque les enroulements primaires et secondaires sont couplés, on peut écrire :

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt}$$

$$v_2 = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt}$$

Ces équations peuvent être traduites par un premier schéma équivalent :

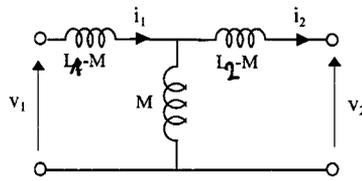


Fig. I.4 : Modèle de couplage électromagnétique

S'il est souhaitable de faire apparaître le transformateur parfait dans le schéma équivalent, la disposition ci-dessous peut être adoptée:

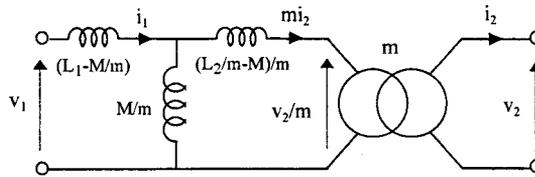


Fig. I.5 : Introduction du transformateur parfait

La valeur de m peut être choisie de façon arbitraire puisque les équations initiales restent vérifiées quelle que soit sa valeur.

Ce schéma admet de nombreuses variantes en fonction de l'adaptation au circuit extérieur.

On peut par exemple faire passer l'inductance $\frac{1}{m} \left(\frac{L_2}{m} - M \right)$ au secondaire du transformateur parfait de façon classique :

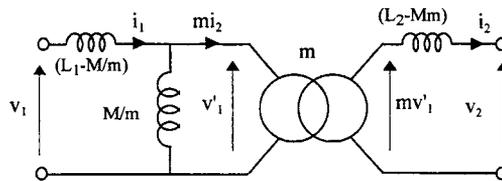


Fig. I.6 : Schéma avec une inductance de fuites au primaire et une au secondaire

On peut aussi, puisque les 3 paramètres L_1 , L_2 et M suffisent à caractériser le couplage magnétique de 2 enroulements, n'utiliser que 2 inductances dans le schéma équivalent incluant le transformateur parfait de rapport m , mais la valeur de m est alors imposée :

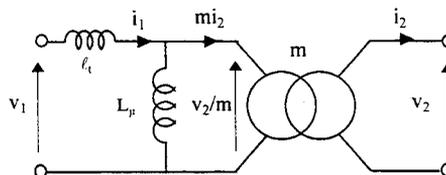


Fig. I.7 : Schéma avec une inductance de fuites totale au primaire

Ce schéma vérifie lui aussi les équations initiales, à condition de prendre :

$$L_{\mu} = \frac{M}{m} \quad , \quad \ell_1 = L_1 - \frac{M}{m} \quad , \quad m = \frac{L^2}{M}$$

C'est ce dernier schéma que nous utiliserons pour introduire les effets capacitifs plus loin dans ce chapitre, et dans les chapitres II et III.

Nous utiliserons le schéma de la figure I.5 au dernier chapitre pour étudier l'influence de l'introduction progressive des paramètres du modèle.

5.3. Identification des inductances de fuites

L'inductance de fuites entre les deux enroulements d'un transformateur peut être calculée à partir de l'expression semi-empirique suivante :

$$\ell = \frac{6.3 \cdot 10^{-9} \cdot N^2 \cdot \ell_{\text{moy}}}{b} \cdot \frac{1}{m^2} \left(\frac{\sum h}{3} + \sum c \right)$$

où :

ℓ = inductance de fuites en Henry

N = nombre de tours de l'enroulement (n_1 pour ℓ_1 , n_2 pour ℓ_2)

ℓ_{moy} = longueur moyenne d'un tour en cm

h = épaisseur totale de l'ensemble des enroulements en cm

b = hauteur des enroulements en cm

c = espace entre les enroulements en cm

m = nombre d'espaces entre les enroulements

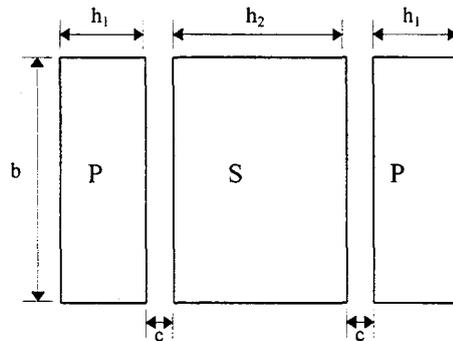


Fig. I.8 : Géométrie des enroulements

L'inductance de fuites au primaire ou au secondaire du transformateur peut également être mesurée à partir de la variation de l'impédance d'un enroulement avec la fréquence, lorsque l'autre enroulement est en court-circuit.

5.4. Influence des fuites

Cette étude a été effectuée dans le cadre de la rédaction de la deuxième édition du tome 3 de la série des Convertisseurs de l'Electronique de Puissance [23].

5.4.1. Montage Flyback

On prend en compte les inductances de fuites, ℓ_1 et, ℓ_2 , du primaire et du secondaire du transformateur (figure I.9) dans l'étude du montage Flyback. On se limitera à l'étude du fonctionnement en conduction continue.

Pour étudier l'influence des inductances de fuites sur les commutations, on peut faire les approximations suivantes:

- négliger l'ondulation de la tension de sortie u' et supposer celle-ci égale à sa valeur moyenne U' ,
- négliger les effets des résistances des enroulements, r_1 et r_2 , devant ceux des inductances ℓ_1 et ℓ_2 , car à cause des variations des courants lors des commutations, ces derniers sont beaucoup plus importants.

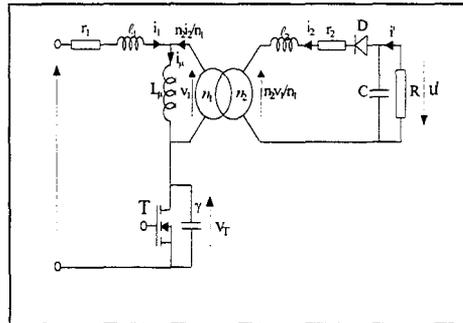


Figure I.9 : Montage Flyback

5.4.1.1. Blocage de la diode

On note i_2 le courant unidirectionnel circulant dans le secondaire du transformateur.

Quand la diode D conduit seule, le courant magnétisant i_μ est égal à $n_2 i_2 / n_1$.

A la fermeture du transistor T, i_μ devient égal à $i_1 + \frac{n_2}{n_1} i_2$ et on a les équations suivantes :

$$\text{- au primaire,} \quad U = \ell_1 \frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$$

$$\text{- au secondaire,} \quad -U' = \ell_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{n_2}{n_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$$

En remplaçant i_μ par $i_1 + \frac{n_2}{n_1} i_2$, ce système devient :

$$U = (\ell_1 + L_\mu) \frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt}$$

$$-U' = (\ell_2 + L'_\mu) \frac{di_2}{dt} + L_\mu \frac{n_2}{n_1} \frac{di_1}{dt}$$

où L'_μ désigne l'impédance de magnétisation ramenée au secondaire = $L_\mu \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$

De l'équation au primaire, on tire :
$$\frac{di_1}{dt} = \frac{U - L_\mu \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt}}{\ell_1 + L_\mu}$$

En reportant dans l'équation au secondaire, on obtient :

$$\frac{di_2}{dt} = - \frac{U' + \frac{L_\mu}{\ell_1 + L_\mu} \frac{n_2}{n_1} U}{\ell_2 + \frac{\ell_1}{\ell_1 + L_\mu} L'_\mu}$$

La valeur du courant i_2 à l'instant de la fermeture du transistor associée à cette expression de di_2/dt permet d'obtenir la valeur I_{RM} du courant inverse de recouvrement de la diode au blocage, et de dimensionner le circuit RC à mettre en parallèle sur la diode pour limiter la surtension inverse au blocage.

5.4.1.2. Ouverture du transistor

A l'ouverture du transistor se pose le problème de l'évacuation de l'énergie stockée dans l'inductance de fuites primaire ℓ_1 . La tension aux bornes du transistor est donnée par :

$$v_T = U - \ell_1 \frac{di_1}{dt} - v_1$$

Elle peut atteindre une valeur très élevée si le courant i_1 disparaît trop rapidement. Le transistor T doit être protégé par un dispositif écrêteur de surtension, ou par un circuit d'aide à la commutation à l'ouverture. Un condensateur de capacité γ est alors monté entre ses bornes et la commutation se déroule de la façon suivante :

- Dans un premier temps, en admettant que le courant dans le transistor disparaît instantanément quand la commande d'ouverture est appliquée, le condensateur se charge à courant pratiquement constant puisque i_1 est égal à i_μ , et que le courant magnétisant ne varie pas sensiblement pendant la phase de commutation. Cette charge de γ se poursuit jusqu'à ce que la tension v_T atteigne la valeur $U + (n_1/n_2) U'$, pour laquelle la tension v_D aux bornes de la diode cesse d'être négative: la diode entre alors en conduction.
- Quand la diode conduit, on a le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} \text{- au primaire,} \quad & U = v_T + \ell_1 \frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{di_\mu}{dt} \\ \text{- au secondaire,} \quad & -U' = \ell_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{n_2}{n_1} L'_\mu \frac{di_\mu}{dt} \end{aligned}$$

qui peut s'écrire, puisque $i_\mu = i_1 + \frac{n_2}{n_1} i_2$:

$$\begin{aligned} U &= v_T + (\ell_1 + L_\mu) \frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} \\ -U' &= (\ell_2 + L'_\mu) \frac{di_2}{dt} + L'_\mu \frac{n_2}{n_1} \frac{di_1}{dt} \end{aligned}$$

De l'équation des tensions secondaires on tire :

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{-U' - L'_\mu \frac{n_2}{n_1} \frac{di_1}{dt}}{\ell_2 + L'_\mu}$$

et, en reportant cette expression dans l'équation des tensions primaires, on obtient :

$$\left(\ell_1 + L'_\mu \frac{\ell_2}{\ell_2 + L'_\mu} \right) \frac{di_1}{dt} + v_T = U + \frac{L'_\mu}{\ell_2 + L'_\mu} \frac{n_1}{n_2} U'$$

Cette équation peut être simplifiée en négligeant ℓ_2 devant L'_μ ce qui donne :

$$L \frac{di_1}{dt} + v_T = U + \frac{n_1}{n_2} U'$$

où $L = \ell_1 + \ell_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$ représente l'inductance totale de fuites ramenée au primaire.

Puisque $i_1 = \gamma \frac{dv_T}{dt}$, l'équation différentielle vérifiée par v_T est:

$$L\gamma \frac{d^2 v_T}{dt^2} + v_T = U + \frac{n_1}{n_2} U'$$

La tension v_T dépassera la valeur $U + \frac{n_1}{n_2} U'$ d'une surtension égale à $\sqrt{\frac{L}{\gamma}} i_{\mu \max}$ où $i_{\mu \max}$ désigne la valeur de i_μ et donc de i_1 à l'instant de l'ouverture du transistor. Cette surtension est le principal obstacle à l'utilisation du montage Flyback pour des puissances élevées.

5.4.2. Montage forward avec enroulement auxiliaire de démagnétisation

Pour décrire avec plus de précision les changements d'état des diodes que provoque l'ouverture du transistor, et évaluer la surtension provoquée par les inductances de fuites du transformateur aux bornes de ce transistor, on utilise pour le transformateur à trois enroulements le schéma équivalent de la figure I.10b.

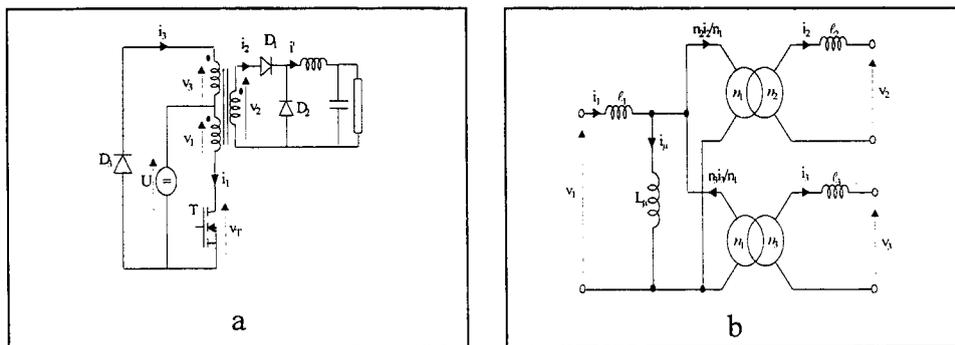


Figure I.10 : Montage Forward avec enroulement auxiliaire

Les inductances de fuites ℓ_1 , ℓ_2 et ℓ_3 sont définies à partir des inductances propres L_1 , L_2 , L_3 des trois enroulements et de l'inductance de magnétisation L_μ par:

$$L_1 = \ell_1 + L_\mu \quad ; \quad L_2 = \ell_2 + L_\mu \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \quad ; \quad L_3 = \ell_3 + L_\mu \left(\frac{n_3}{n_1} \right)^2$$

Quand le transistor T et la diode D₁ conduisent, on a:

$$i_3 = 0 \quad ; \quad i_2 = i' \quad ; \quad i_\mu = i_1 - \frac{n_2}{n_1} i_2$$

L'équation des tensions primaires $v_1 = U = \ell_1 \frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$ peut s'écrire:

$$U = \left(\ell_1 + L_\mu \right) \frac{di_1}{dt} - \frac{n_2}{n_1} L_\mu \frac{di_2}{dt}$$

Dans la mesure où ℓ_1 reste faible devant L_μ et où ℓ_2 peut être négligée devant l'inductance de lissage L, avec laquelle elle est en série pendant la conduction de D₁, l'effet de ℓ_1 et ℓ_2 peut être négligé jusqu'à l'ouverture du transistor.

Mais, à l'ouverture du transistor, la disparition du courant i_1 dans ℓ_1 va être à l'origine d'une surtension aux bornes du transistor, qui ne sera limitée que par sa capacité parasite interne ou par le condensateur du circuit de protection placé en parallèle.

Pour suivre la croissance de la tension v_T aux bornes du transistor jusqu'au passage par son maximum, la commutation peut se décomposer en trois intervalles:

La figure I.11.a donne le schéma équivalent au montage durant le premier intervalle ; γ représente la capacité parasite de l'interrupteur T schématisé comme un interrupteur parfait. Les figures I.11.b et I.11.c montrent les modifications apportées au schéma équivalent par les diodes conductrices lors du deuxième, puis du troisième intervalle.

La figure I.12 montre les formes d'ondes des courants i_1 , i_2 , i_3 et de la tension v_T pendant ces 3 intervalles.

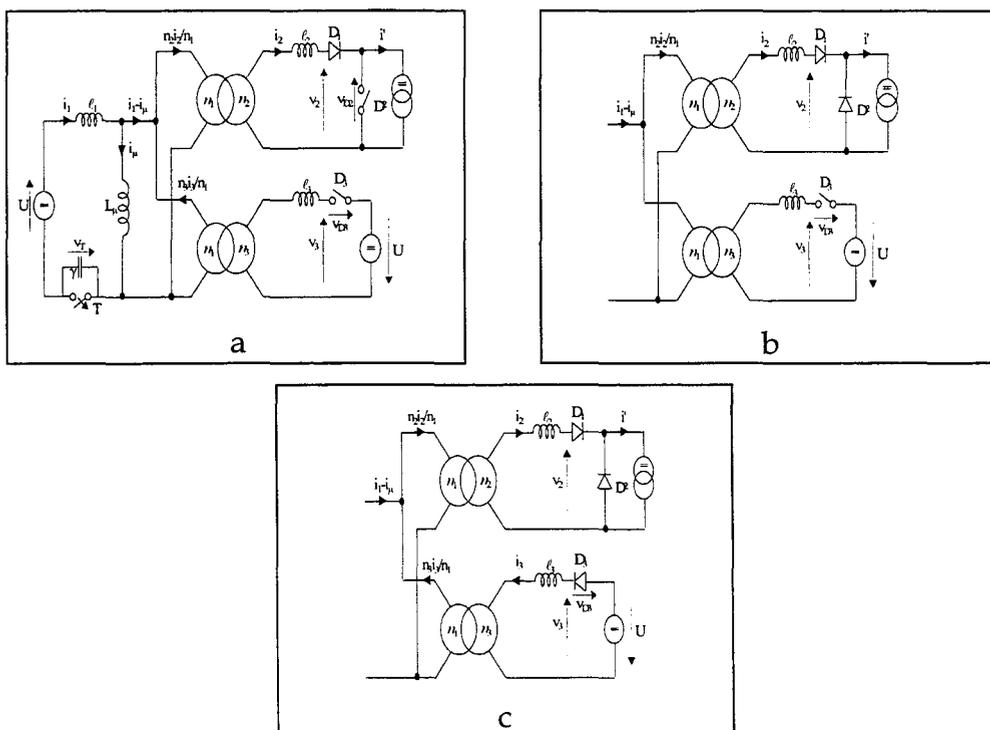


Figure I.11 : Schémas équivalents

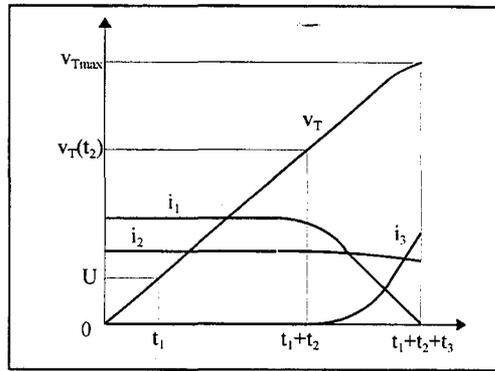


Figure I.12 : Formes d'ondes de i_1 , i_2 , i_3 et v_T

5.4.2.1. Premier intervalle ($0 < t < t_1$): D_1 conduit seule

L'interrupteur T est ouvert en $t = 0$. Juste après l'ouverture de T, la diode D_1 continue à conduire puisque i_2 ne peut pas subir de discontinuité, tandis que les diodes D_2 et D_3 restent bloquées. L'équation des tensions primaires s'écrit:

$$U = v_T + \ell_1 \frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$$

$$\text{avec } i_1 = \gamma \frac{dv_T}{dt} \quad \text{et} \quad i_\mu = i_1 - \frac{n_2}{n_1} i_2$$

Si on néglige les variations du courant $i_2 = i'$ lissé par l'inductance L de sortie, la tension v_T est solution de :

$$(\ell_1 + L_\mu) \frac{d^2 v_T}{dt^2} + v_T = U$$

A partir des conditions initiales: $i_1 = i_1(0)$ et $v_T = 0$, on déduit les expressions de v_T et i_1 :

$$v_T = U + (\ell_1 + L_\mu) \omega_1 i_1(0) \sin \omega_1 t - U \cos \omega_1 t$$

$$i_1 = \gamma \frac{dv_T}{dt} = i_1(0) \cos \omega_1 t + \gamma \omega_1 U \sin \omega_1 t$$

$$\text{avec } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(\ell_1 + L_\mu) \gamma}}$$

La tension v_T atteint la valeur U pour $t = t_1$ tel que :

$$\text{tg} \omega_1 t_1 = \frac{U}{(\ell_1 + L_\mu) \omega_1 i_1(0)} = \gamma \omega_1 \frac{U}{i_1(0)}$$

A cet instant la tension v_1 passe par 0, et il en est de même de v_2 puisqu'on a négligé l'ondulation de i_2 . Lorsque la tension v_2 s'annule, la diode D_2 entre en conduction.

En remplaçant t_1 par sa valeur, on obtient la valeur du courant i_1 à la fin de cet intervalle:

$$i_1(t_1) = i_1(0) \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2(\omega_1 t_1)}} + \gamma \omega_1 U \frac{\text{tg} \omega_1 t_1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2(\omega_1 t_1)}}$$

$$= i_1(0) \sqrt{1 + \text{tg}^2(\omega_1 t_1)}$$

5.4.2.2. Deuxième intervalle ($t_1 < t < t_1 + t_2$): D_1 et D_2 simultanément conductrices

La diode D_3 reste polarisée négativement tant que la tension v_3 n'a pas atteint la valeur $-U$.

En ne négligeant plus les variations de i_2 et en tenant compte du fait que v_2 est nul, les équations des tensions primaires et secondaires s'écrivent maintenant :

$$U = v_T + \ell_1 \frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$$

$$0 = \frac{n_2}{n_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt} - \ell_2 \frac{di_2}{dt}$$

avec $i_1 = i_\mu + \frac{n_2}{n_1} i_2 = \gamma \frac{dv_T}{dt}$

On en déduit l'équation différentielle donnant v_T :

$$\left(\ell_1 + \frac{\ell'_2 L_\mu}{\ell'_2 + L_\mu} \right) \gamma \frac{d^2 v_T}{dt^2} + v_T = U$$

en désignant par ℓ'_2 l'inductance ℓ_2 ramenée au primaire, soit $\ell_2 (n_1 / n_2)^2$.

A partir des conditions initiales $i_1 = i_1(t_1)$ et $v_T = U$ au début de cet intervalle, et en prenant ce début comme origine des temps, on obtient :

$$v_T = U + \frac{i_1(t_1)}{\gamma \omega_2} \sin \omega_2 t \quad ; \quad i_1 = i_1(t_1) \cos \omega_2 t$$

avec $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{\left(\ell_1 + \frac{\ell'_2 L_\mu}{\ell'_2 + L_\mu} \right) \gamma}}$

Si ℓ'_2 est très inférieure à L_μ , on peut faire l'approximation : $\omega_2 \cong \frac{1}{\sqrt{(\ell_1 + \ell'_2) \gamma}}$ et

écrire :

$$v_T \cong U + \sqrt{\frac{\ell_1 + \ell'_2}{\gamma}} i_1(t_1) \sin \omega_2 t = U + (\ell_1 + \ell'_2) \omega_2 i_1(t_1) \sin \omega_2 t$$

Au cours de cette seconde phase, v_T pourrait atteindre un maximum à

$$v_{T \max} = U + \sqrt{\frac{\ell_1 + \ell'_2}{\gamma}} i_1(t_1)$$

puis décroître. Mais pour que la démagnétisation puisse se faire, il faut que la diode D_3 devienne conductrice, et donc que la tension v_3 devienne égale à $-U$, avant que v_T n'ait atteint ce maximum.

L'expression de la tension v_3 s'obtient à partir de :

$$v_3 = \frac{n_3}{n_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt} = \frac{n_3}{n_1} \left(U - v_T - \ell_1 \frac{di_1}{dt} \right)$$

Toujours en admettant que ℓ'_2 est très inférieure à L_μ , cette expression devient :

$$v_3 \cong -\frac{n_3}{n_1} \ell'_2 \omega_2 i_1(t_1) \sin \omega_2 t$$

La diode D_3 entre en conduction quand la tension v_3 atteint la valeur $-U$ pour $t = t_2$ tel que :

$$\sin \omega_2 t_2 = \frac{n_1}{n_3} \frac{U}{\ell'_2 \omega_2 i_1(t_1)}$$

La tension v_T et le courant i_1 ont alors pour valeurs:

$$v_T(t_2) \cong U \left[1 + \frac{n_1}{n_3} \left(1 + \frac{\ell_1}{\ell'_2} \right) \right]$$

$$i_1(t_2) = i_1(t_1) \sqrt{1 - \sin^2 \omega_2 t_2}$$

ou, en remplaçant $\sin \omega_2 t_2$ et $i_1(t_1)$ par leurs valeurs, et en tenant compte du fait que

$$\frac{\ell'_2}{\ell_1 + L_\mu} \text{ est très inférieur à } \left(\frac{n_1}{n_3} \right)^2 \frac{\ell_1 + \ell'_2}{\ell'_2} :$$

$$i_1(t_2) \cong i_1(0) \sqrt{1 - \left[\frac{U}{i_1(0)} \frac{n_1}{n_3} \frac{1}{\ell'_2 \omega_2} \right]^2}$$

Remarque : La condition pour que la diode D_3 devienne conductrice avant que v_T n'ait atteint sa valeur maximale pendant la phase 2 s'écrit:

$$v_{T\max} = U + (\ell_1 + \ell'_2) \omega_2 i_1(t_1) > v_T(t_2) = U \left[1 + \frac{n_1}{n_3} \left(1 + \frac{\ell_1}{\ell'_2} \right) \right]$$

ce qui donne :

$$\frac{i_1(0)}{U} > \sqrt{\frac{\gamma}{\ell_1 + L_\mu} \left[\left(\frac{n_1}{n_3} \right)^2 \left(1 + \frac{\ell_1}{\ell'_2} \right) \frac{\ell_1 + L_\mu}{\ell'_2} - 1 \right]}$$

Aux faibles charges, lorsque $i_1(0)$ ne satisfait pas cette condition, la phase 2 se termine avec le blocage de la diode D_1 lorsque i_2 passe par zéro. On retrouve alors la configuration du premier intervalle et v_T augmente jusqu'à ce que la diode D_3 entre en conduction.

5.4.2.3. Troisième intervalle ($t_1 + t_2 < t < t_1 + t_2 + t_3$): D_1 , D_2 et D_3 simultanément conductrices

Avec l'entrée en conduction de la diode D_3 commence la phase de démagnétisation. Le courant i_2 continue à décroître. A partir du schéma équivalent de la figure I.11.c, les équations des tensions s'écrivent :

$$\begin{aligned} v_1 &= U - v_T = \ell_1 \frac{di_1}{dt} + L_\mu \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} + \frac{n_3}{n_1} \frac{di_3}{dt} \right) \\ v_2 &= 0 = \frac{n_2}{n_1} L_\mu \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} + \frac{n_3}{n_1} \frac{di_3}{dt} \right) - \ell_2 \frac{di_2}{dt} \\ v_3 &= -U = \frac{n_3}{n_1} L_\mu \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} + \frac{n_3}{n_1} \frac{di_3}{dt} \right) + \ell_3 \frac{di_3}{dt} \end{aligned}$$

Après avoir exprimé di_2/dt et di_3/dt en fonction de di_1/dt , qu'on remplace ensuite par $\gamma dv_T/dt$, et en faisant l'hypothèse que L_γ est très supérieure à ℓ'_2 et à l'inductance de fuites du tertiaire ramenée au primaire, soit $\ell'_3 = \ell_3(n_1/n_3)^2$, on obtient l'équation différentielle donnant v_T :

$$N_1 \gamma \frac{d^2 v_T}{dt^2} + v_T = U \left(1 + \frac{n_1}{n_3} \frac{\ell'_2}{\ell'_2 + \ell'_3} \right)$$

en désignant par N_1 l'inductance totale de fuites du primaire, du secondaire et du tertiaire en parallèle ramenée au primaire

$$N_1 = \ell_1 + \frac{\ell'_2 \ell'_3}{\ell'_2 + \ell'_3}$$

A partir des conditions initiales $v_T = v_1(t_2)$ et $\gamma dv_T/dt = i_1(t_2)$, et en prenant le début de l'intervalle comme origine des temps, on obtient:

$$\begin{aligned} v_T &= U \left(1 + \frac{n_1}{n_3} \frac{\ell'_2}{\ell'_2 + \ell'_3} \right) + N_1 \omega_3 i_1(t_2) \sin \omega_3 t + U \frac{n_1}{n_3} \frac{N_1}{\ell'_2} \cos \omega_3 t \\ i_1 &= \gamma \frac{dv_T}{dt} = i_1(t_2) \cos \omega_3 t - \gamma \omega_3 U \frac{n_1}{n_3} \frac{N_1}{\ell'_2} \sin \omega_3 t \end{aligned}$$

$$\text{avec } \omega_3 = \frac{1}{\sqrt{N_1 \gamma}}$$

La tension v_T est maximale lorsque i_1 passe par zéro, soit pour $t = t_3$ tel que:

$$\text{tg} \omega_3 t_3 = \frac{n_3 \ell'_2 \omega_3 i_1(t_2)}{n_1 U}$$

En reportant cette valeur dans l'expression de v_T et en remplaçant $i_1(t_2)$ par sa valeur en fonction de $i_1(0)$, on obtient :

$$v_{T\max} = U \left\{ 1 + \frac{n_1}{n_3} \left[1 + \frac{\ell_1}{\ell'_2} + \sqrt{\frac{N_1}{\gamma} \left[\frac{i_1(0)}{U \frac{n_1}{n_3}} \right]^2 - \frac{N_1}{\ell'_2 + \ell'_3}} \right] \right\}$$

Puisque $U[1 + (n_1/n_3)]$ est la valeur de v_T à partir de laquelle commence la démagnétisation par l'enroulement auxiliaire lorsqu'on ne tient pas compte des inductances parasites, la surtension v_T due à celles-ci est donnée par :

$$\Delta v_T = U \frac{n_1}{n_2} \left[\frac{\ell_1}{\ell'_2} + \sqrt{\frac{N_1}{\gamma} \left[\frac{i_1(0)}{U \frac{n_1}{n_3}} \right]^2} - \frac{N_1}{\ell'_2 + \ell'_3} \right]$$

La solution $n_1=n_3$ est couramment adoptée car elle correspond à un compromis entre la tension aux bornes du transistor à l'état bloqué et la valeur maximale du rapport cyclique α . Dans ce cas, on bobine simultanément l'enroulement auxiliaire et l'enroulement primaire et on peut faire l'approximation $\ell_1 \cong \ell'_3$.

La figure I.13 donne les variations de v_{Tmax} en fonction de ℓ_1/ℓ'_2 pour différentes valeurs de $\frac{\ell'_2}{\gamma} \left[\frac{i_1(0)}{U} \right]^2$ dans le cas où $n_1 = n_3$ et $\ell_1 = \ell'_3$.

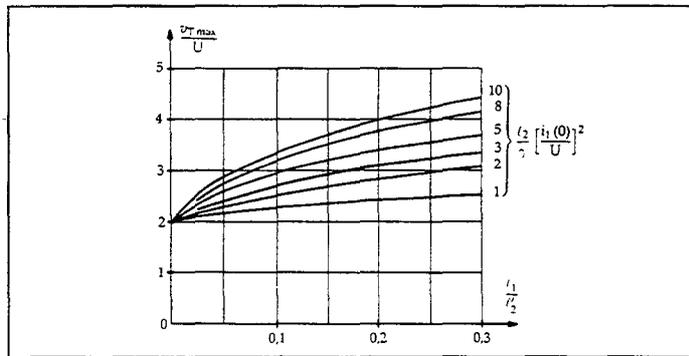


Figure I.13 : $v_{Tmax} = f(\ell_1/\ell'_2)$

On voit que pour réduire la surtension, il faut augmenter γ et diminuer ℓ_1 , c'est-à-dire placer les enroulements primaire et auxiliaire près du circuit magnétique. L'effet de ℓ'_2 est moins net; son augmentation, entraînant celle de $(\ell'_2/\gamma) [i_1(0)/U]^2$ mais diminuant le rapport ℓ_1/ℓ'_2 , accroît relativement peu v_{Tmax} .

5.4.3. Montage Forward à démagnétisation par pont asymétrique

La figure I.14 reprend le schéma du montage en faisant apparaître les inductances de fuites, ℓ_1 et ℓ_2 , du primaire et du secondaire.

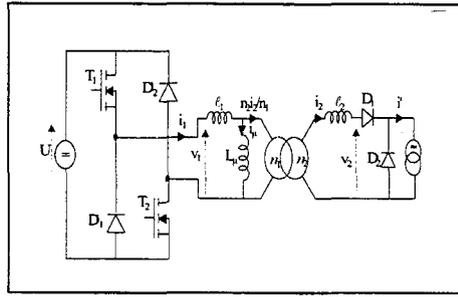


Figure I.14 : Forward à démagnétisation par pont asymétrique

- Quand T_1 et T_2 conduisent, l'énergie est transférée directement à la charge à travers le transformateur et la diode D_1 . L'équation des tensions au primaire du transformateur s'écrit:

$$v_1 = U = \ell_1 \frac{di_1}{dt} + L_\mu \left(\frac{di_1}{dt} - \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} \right)$$

$$= (\ell_1 + L_\mu) \frac{di_1}{dt} - L_\mu \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt}$$

Si on néglige l'ondulation du courant i' , lissé par L , on obtient:

$$(\ell_1 + L_\mu) \frac{di_1}{dt} \cong U \quad ; \quad \frac{di_\mu}{dt} \cong \frac{di_1}{dt}$$

L'addition de ℓ_1 à L_μ n'affecte pratiquement pas la phase de transfert direct d'énergie.

- Quand on ouvre T_1 et T_2 , si chaque transistor est modélisé par un condensateur γ en parallèle avec un interrupteur parfait, la figure I.15 donne le schéma équivalent au pont asymétrique.

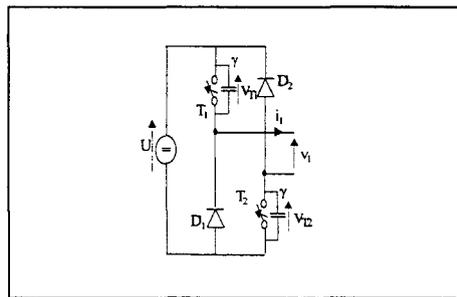


Figure I.15 : Schéma équivalent

Comme pour le montage avec enroulement auxiliaire, la tension aux bornes de chaque transistor augmente jusqu'à U , valeur pour laquelle la tension v_1 atteint $-U$ et les tensions aux bornes des diodes cessent d'être négatives. L'entrée en conduction des diodes D'_1 et D'_2 stabilise alors les tensions v_{T1} et v_{T2} à la valeur U , sans surtension.

5.4.4. Montage push-pull

Le montage étudié est indiqué à la figure I.16. Les inductances parasites vont intervenir principalement sur la commutation à l'ouverture des transistors T_1 et T_2 . En conduction continue, il n'y a au maximum que trois demi-enroulements alimentés; on peut donc utiliser le schéma équivalent de la figure I.17 pour suivre le déroulement de la commutation à l'ouverture de T_1 .

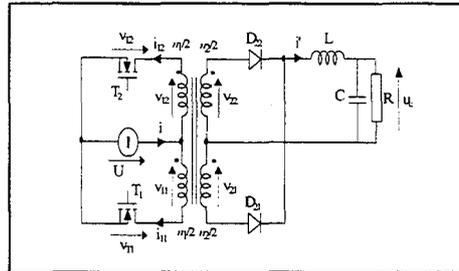


Figure I.16 : Montage Push-Pull

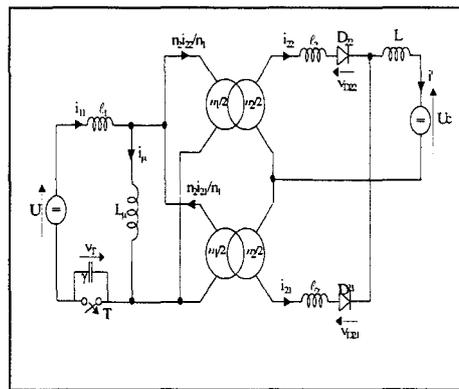


Figure I.17 : Schéma équivalent

Dans cette configuration, la force magnétomotrice est donnée par :

$$\frac{n_1}{2} i_{11} - \frac{n_2}{2} (i_{22} - i_{21})$$

et le courant magnétisant par : $i_\mu = i_{11} - \frac{n_2}{n_1} (i_{22} - i_{21})$

Pour la commutation à l'ouverture, le transistor est modélisé par un interrupteur parfait en parallèle sur une capacité γ (capacité parasite ou condensateur d'aide à la commutation).

5.4.4.1. Première phase de la commutation: seule la diode D_{22} conduit

Pendant cette phase la tension v_{T1} augmente de zéro à U . L'équation des tensions primaires s'écrit :

$$U = v_{T1} + \ell_1 \frac{di_{11}}{dt} + L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$$

$$\text{avec } i_{11} = \gamma \frac{dv_{T1}}{dt}$$

Puisque le courant magnétisant peut s'écrire $i_\mu = i_{11} - \frac{n_2}{n_1} i_{22} = i_{11} - \frac{n_2}{n_1} i'$, si l'inductance de lissage L en sortie est assez grande, on peut négliger l'ondulation de i' , d'où l'approximation $\frac{di_\mu}{dt} \cong \frac{di_{11}}{dt}$, et l'équation donnant v_{T1} devient :

$$(\ell_1 + L_\mu) \frac{d^2 v_{T1}}{dt^2} + v_{T1} = U$$

Comme on l'a vu pour le montage Forward avec enroulement auxiliaire, en prenant l'ouverture de T_1 comme origine des temps, et en désignant par $i_{11,0}$ le courant dans T_1 à l'instant de l'ouverture, on obtient :

$$\begin{aligned} v_{T1} &= U(1 - \cos \omega_1 t) + (\ell_1 + L_\mu) \omega_1 i_{11,0} \sin \omega_1 t \\ i_{11} &= i_{11,0} \cos \omega_1 t + \gamma \omega_1 U \sin \omega_1 t \\ \text{avec } \omega_1 &= \frac{1}{\sqrt{(\ell_1 + L_\mu) \gamma}} \end{aligned}$$

La tension v_{T1} atteint U pour $t = t_1$ tel que : $\text{tg} \omega_1 t_1 = \sqrt{\frac{\gamma}{\ell_1 + L_\mu}} \frac{U}{i_{11,0}}$

et i_{11} est alors égal à : $i_{11}(\omega_1 t_1) = i_{11,0} \sqrt{1 + \text{tg}^2(\omega_1 t_1)}$

A l'instant t_1 :

- la tension v_{T1} tend à devenir supérieure à U ,
- la tension $L_\mu di_\mu / dt$ tend à devenir négative
- et la tension aux bornes de la diode D_{21} , soit :

$$v_{D21} = -2 \frac{n_2}{n_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt} + \ell_2 \frac{di_{22}}{dt} = -2 \frac{n_2}{n_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt} + \ell_2 \frac{di'}{dt} \cong -2 \frac{n_2}{n_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$$

tend à devenir positive : la diode D_{21} entre en conduction.

5.4.4.2. Deuxième phase: débit simultané de D_{21} et D_{22} .

Le courant magnétisant est maintenant donné par :

$$i_\mu = i_{11} - \frac{n_2}{n_1} (i_{22} - i_{21})$$

d'où on tire: $i_{11} = i_\mu + \frac{n_2}{n_1} (i_{22} + i_{21})$

L'équation des tensions primaires s'écrit :

$$\begin{aligned} U &= v_{T1} + \ell_1 \frac{di_{11}}{dt} + L_\mu \frac{di_\mu}{dt} \\ \text{avec } \frac{di_\mu}{dt} &= \frac{di_{11}}{dt} - \frac{n_2}{n_1} \left(\frac{di_{22}}{dt} - \frac{di_{21}}{dt} \right) \end{aligned}$$

Puisque D_{21} et D_{22} conduisent simultanément, l'équation des tensions secondaires s'écrit:

$$2 \frac{n_2}{n_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt} = \ell_2 \left(\frac{di_{22}}{dt} - \frac{di_{21}}{dt} \right)$$

On en déduit :

$$\frac{di_{22}}{dt} - \frac{di_{21}}{dt} = \frac{n_2}{\ell_2} \frac{1}{n_1/2} L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$$

et donc

$$\frac{di_\mu}{dt} = \frac{di_{11}}{dt} - \frac{n_2}{n_1} \frac{n_2}{\ell_2} \frac{2}{n_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt} = \frac{di_{11}}{dt} - \frac{2L_\mu}{\ell'_2} \frac{di_\mu}{dt}$$

en désignant par ℓ'_2 l'inductance ℓ_2 ramenée au primaire, soit $\ell_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$

On peut donc exprimer $\frac{di_\mu}{dt}$ en fonction de $\frac{di_{11}}{dt}$:

$$\frac{di_\mu}{dt} = \frac{1}{1 + \frac{2L_\mu}{\ell'_2}} \frac{di_{11}}{dt}$$

et en reportant cette expression dans l'équation des tensions primaires, il vient :

$$U = v_{T1} + \left(\ell_1 + \frac{L_\mu}{1 + \frac{2L_\mu}{\ell'_2}} \right) \frac{di_{11}}{dt}$$

qui peut se simplifier, puisque $2L_\mu$ est beaucoup plus grand que ℓ'_2 :

$$U \cong v_{T1} + \left(\ell_1 + \frac{\ell'_2}{2} \right) \frac{di_{11}}{dt}$$

La tension v_{T1} est donc donnée par l'équation différentielle :

$$\left(\ell_1 + \frac{\ell'_2}{2} \right) \gamma \frac{d^2 v_{T1}}{dt^2} + v_{T1} = U$$

En prenant le début de cette seconde phase comme origine des temps, et à partir des valeurs initiales (U pour v_{T1} , $i_{11}(\omega_1 t_1)$ pour $\gamma dv_{T1}/dt$) on obtient :

$$v_{T1} = U + \left(\ell_1 + \frac{\ell'_2}{2} \right) \omega_2 i_{11}(\omega_1 t_1) \sin \omega_2 t$$

$$\text{avec } \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{\left(\ell_1 + \frac{\ell'_2}{2} \right) \gamma}}$$

Lors de l'ouverture de T_1 , la tension à ses bornes passe par un maximum $v_{T1\max}$ pour $\omega_2 t = \pi/2$.

$$v_{T1\max} = U + \left(\ell_1 + \frac{\ell'_2}{2} \right) \omega_2 i_{11}(\omega_1 t_1)$$

$$\begin{aligned}
 &= U + \sqrt{\frac{\ell_1 + \ell'_2/2}{\gamma}} i_{11,0} \sqrt{1 + \frac{\gamma}{\ell_1 + L_\mu} \left(\frac{U}{i_{11,0}}\right)^2} \\
 &= U + \sqrt{\frac{\ell_1 + \ell'_2/2}{\gamma} i_{11,0}^2 + \frac{\ell_1 + \ell'_2/2}{\ell_1 + L_\mu} U^2}
 \end{aligned}$$

qui peut s'écrire, puisque $\ell_1 + \ell'_2$ est très inférieure à $\ell_1 + L_\mu$

$$v_{Tmax} \cong U + \sqrt{\frac{\ell_1 + \ell'_2/2}{\gamma}} i_{11,0}$$

La pointe de tension est proportionnelle au courant coupé $i_{11,0}$ et d'autant plus grande que la pulsation ω_2 est plus faible. Quand v_{1T} passe par son maximum, i_{11} passe par zéro et le modèle simplifié du transistor à l'ouverture cesse d'être applicable.

La tension v_{T1} décroît et se stabilise à U .

Le courant i_{21} se stabilise à $\frac{1}{2} \left(i' + \frac{n_1}{n_2} i_\mu \right)$ et i_{22} à $\frac{1}{2} \left(i' - \frac{n_1}{n_2} i_\mu \right)$

De ces quatre montages, c'est la structure forward à pont asymétrique pour laquelle l'influence des inductances de fuites du transformateur est la moins complexe à étudier. C'est celle que nous avons choisie pour étudier l'influence des capacités parasites.

6. Capacités parasites dans les transformateurs

6.1. Origine

Les capacités parasites qui apparaissent dans les transformateurs ont deux origines :

- les capacités parasites propres à un enroulement
- les capacités parasites entre enroulements

Les différentes couches de bobinage d'un enroulement formant des cylindres, on peut considérer que deux couches d'un même enroulement forment les armatures d'un condensateur cylindrique, et puisque ces armatures sont très proches l'une de l'autre, un ordre de grandeur de la capacité entre deux couches peut être donné par la capacité d'un condensateur plan:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r S/e$$

où S est la surface d'une couche de l'enroulement et e est l'espace moyen entre les deux couches.

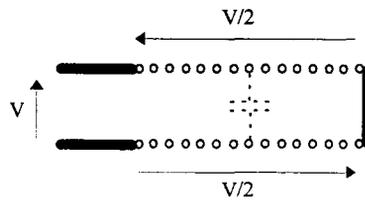


Fig. I.18 : Répartition des tensions

Mais la valeur de la capacité à prendre en compte est sensiblement différente dans la mesure où la tension n'est pas répartie uniformément le long des enroulements qui forment les armatures du condensateur.

Si la formule ci-dessus est utilisée pour calculer la capacité C_p d'un enroulement à deux couches bobinées en aller-retour comme indiqué à la figure I.18, la capacité effective obtenue en faisant le rapport de la charge stockée sur la tension aux bornes de l'enroulement est seulement égale à $\frac{1}{2}C_p$, parce que la différence de potentiel entre deux portions d'enroulement en vis-à-vis est de plus en plus faible au fur et à mesure qu'on s'éloigne du côté où est appliquée la tension. Et l'énergie stockée est seulement égale à un tiers de $\frac{1}{2}C_p V^2$, c'est-à-dire celle qui serait stockée dans C_p chargée à la tension V .

L'effet de ce gradient de tension doit donc être pris en compte, et c'est la moyenne des tensions alternatives au niveau des portions des armatures du condensateur qui se font face qui doit être utilisée pour calculer la charge stockée, et par conséquent la capacité parasite de l'enroulement.

Quand un enroulement est formé de plus de deux couches, les capacités entre couches doivent être mises en série pour obtenir la capacité totale. Quand le potentiel alternatif moyen est le même entre deux zones d'enroulement face à face, la capacité parasite sera nulle: ceci est la base des méthodes de neutralisation des capacités parasites.

6.2. Modélisation

6.2.1. Structure à 2 couches

Pour cette étude, nous avons utilisé les résultats présentés dans la référence [24]. Le dispositif est représenté à la figure I.19 avec les notations utilisées.

6.2.1.1. Equations

En prenant l'origine des axes comme origine des potentiels, le potentiel d'un point de coordonnées x,y est donné par:

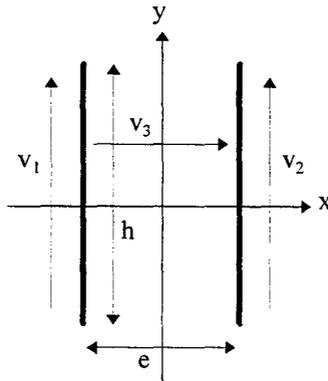


Fig. I.19 : Notations utilisées

$$V(x,y) = \frac{V_3}{e} x + \frac{V_1 + V_2}{2h} y + \frac{V_2 - V_1}{eh} xy$$

L'énergie électrostatique stockée entre deux couches s'exprime alors:

$$W = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 Lh}{e} \left[(V_3)^2 + (V_1 + V_2)^2 \left(\frac{e}{2h} \right)^2 + (V_1 - V_2)^2 \left(\frac{h^2 + e^2}{12h^2} \right) \right]$$

On vérifie qu'en appliquant cette expression à un enroulement bobiné en deux couches aller-retour où $V_1 = -\frac{V}{2}$, $V_2 = V_3 = +\frac{V}{2}$, on obtient:

$$W = \frac{1}{6} \epsilon_0 \frac{Lh}{e} V^2 \left[1 + \frac{e^2}{4h^2} \right]$$

ce qui correspond bien au tiers de l'énergie stockée dans une capacité $C_p = \epsilon_0 \frac{Lh}{e}$ chargée à la tension V , si on néglige $\frac{e^2}{4h^2}$ devant 1.

6.2.1.2. Modèle capacitif

D'une façon générale, les effets capacitifs dans un quadripole peuvent être représentés comme indiqué à la figure I.20.

L'énergie stockée dans les différentes capacités peut s'écrire:

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2} \left[\gamma_1 V_1^2 + \gamma_2 V_2^2 + \gamma_3 V_3^2 + \gamma_{23} (V_2 + V_3)^2 + \gamma_{13} (V_1 - V_3)^2 + \gamma_{12} (V_1 - V_2 - V_3)^2 \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[(\gamma_1 + \gamma_{13} + \gamma_{12}) V_1^2 + (\gamma_2 + \gamma_{23} + \gamma_{12}) V_2^2 + (\gamma_3 + \gamma_{23} + \gamma_{13} + \gamma_{12}) V_3^2 \right. \\ &\quad \left. + 2(\gamma_{23} + \gamma_{12}) V_2 V_3 - 2(\gamma_{13} + \gamma_{12}) V_1 V_3 - 2\gamma_{12} V_1 V_2 \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[C_{11} V_1^2 + C_{22} V_2^2 + C_{33} V_3^2 + 2C_{12} V_1 V_2 + 2C_{23} V_2 V_3 + 2C_{31} V_1 V_3 \right] \end{aligned}$$

en posant:

$$\begin{aligned} C_{11} &= \gamma_1 + \gamma_{12} + \gamma_{13} \\ C_{22} &= \gamma_2 + \gamma_{12} + \gamma_{23} \\ C_{33} &= \gamma_3 + \gamma_{12} + \gamma_{13} + \gamma_{23} \\ C_{12} &= -\gamma_{12} \\ C_{23} &= \gamma_{12} + \gamma_{23} \\ C_{31} &= -\gamma_{12} - \gamma_{13} \end{aligned}$$

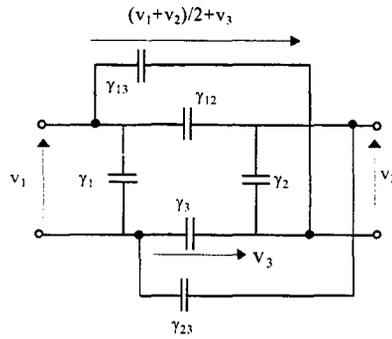


Fig. I.20 : Schéma capacitif d'un quadripôle

6.2.2. Extension au transformateur

6.2.2.1. Transformateur sans fuites ni pertes avec capacités parasites

Les 6 capacités sont branchées entre les 4 bornes du quadripôle que constitue le transformateur.

Dans le cas où deux tensions sont liées, ce qui est le cas dans le transformateur parfait où $V_2 = (n_2/n_1)V_1$, l'énergie électrostatique W peut s'exprimer uniquement en fonction de V_1 et V_3 .

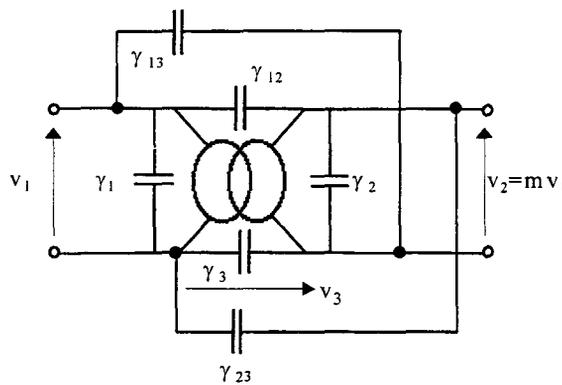


Fig. I.21 : Schéma équivalent au transformateur

Comme on a vu que, pour modéliser les fuites, le rapport de transformation n'était plus systématiquement égal à n_2/n_1 , on écrira $V_2 = mV_1$.

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{1}{2} [C_{11} V_1^2 + C_{22} (mV_1)^2 + C_{33} V_3^2 + 2C_{12} mV_1^2 + 2C_{23} mV_1 V_3 + 2C_{31} V_1 V_3] \\
 &= \frac{1}{2} [(C_{11} + m^2 C_{22} + 2mC_{12}) V_1^2 + C_{33} V_3^2 + 2(C_{31} + mC_{23}) V_1 V_3] \quad [I.1]
 \end{aligned}$$

On peut donc modéliser le transformateur sans fuites ni pertes avec seulement 3 capacités, qui peuvent être disposées par exemple comme indiqué à la figure I.22.

Les valeurs de c_1, c_2, c_3 en fonction de $C_{11}, C_{22}, C_{33}, C_{12}, C_{23}, C_{31}$, et donc de $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_{12}, \gamma_{23}, \gamma_{13}$, sont obtenues en identifiant les expressions de l'énergie électrostatique stockée:

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{1}{2} [c_1 V_1^2 + c_2 (V_3 + mV_1)^2 + c_3 V_3^2] \\
 &= \frac{1}{2} [(c_1 + m^2 c_2) V_1^2 + (c_2 + c_3) V_3^2 + 2m c_2 V_1 V_3]
 \end{aligned}$$

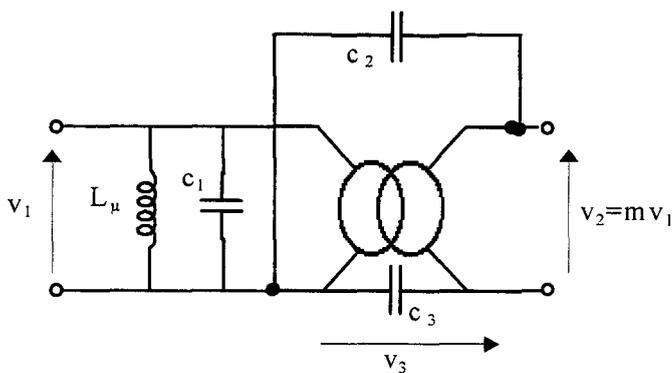


Fig. I.22 : Schéma équivalent à trois capacités différentes

Si on fait l'hypothèse d'une symétrie entre les bornes d'entrée et de sortie sur le schéma de la figure I.21, telle que $\gamma_3 = \gamma_{12}$ et $\gamma_{23} = \gamma_{13}$, il est possible d'obtenir un modèle à 3 capacités dont 2 ont des valeurs identiques (Fig. I.23)

En effet, on a alors:

$$W = \frac{1}{2} [c_1 V_1^2 + c_2 V_3^2 + c_2 [(m-1)V_1 + V_3]^2]$$

$$= \frac{1}{2} [[c_1 + (m-1)^2 c_2] V_1^2 + 2c_2 V_3^2 + 2(m-1)c_2 V_1 V_3]$$

En identifiant cette expression avec celle donnée en [I.1], on obtient:

$$c_1 + (m-1)^2 c_2 = C_{11} + m^2 C_{22} + 2m C_{12}$$

$$2c_2 = C_{33}$$

$$(m-1)c_2 = C_{31} + m C_{23}$$

Les deux dernières équations donnent deux expressions de c_2 qui sont identiques si l'hypothèse de symétrie est vérifiée:

$$c_2 = \frac{C_{33}}{2} = \frac{\gamma_3 + \gamma_{12} + \gamma_{13} + \gamma_{23}}{2} = \gamma_3 + \gamma_{13}$$

et
$$c_2 = \frac{C_{31} + m C_{23}}{m-1} = \frac{-\gamma_{12} - \gamma_{13} + m\gamma_{12} + m\gamma_{23}}{m-1} = \gamma_3 + \gamma_{13}$$

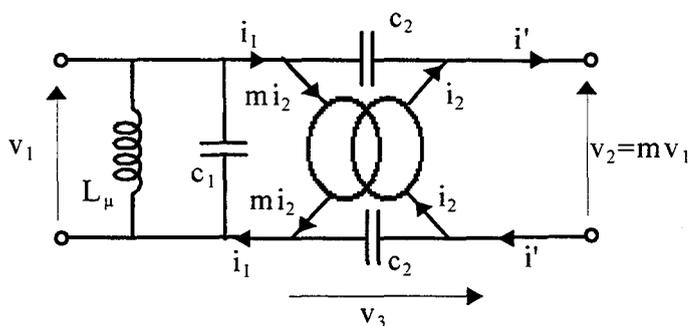


Fig. I.23 : Schéma équivalent à trois capacités dont deux identiques

Sans hypothèse supplémentaire, le schéma de la figure I.23 peut se simplifier pour donner celui de la figure I.24.

En effet, la relation entre i_1 et $\frac{dv_1}{dt}$ peut se déduire des deux expressions de i_1 aux nœuds d'entrée ou des deux expressions de i' aux nœuds de sortie :

$$i_1 = mi_2 - c_2 \frac{d[v_3 + (m-1)v_1]}{dt} = mi_2 + c_2 \frac{dv_3}{dt}$$

$$i' = i_2 - c_2 \frac{d[v_3 + (m-1)v_1]}{dt} = i_2 + c_2 \frac{dv_3}{dt}$$

On en tire:

$$c_2 \frac{dv_3}{dt} = -c_2 \frac{dv_3}{dt} - c_2(m-1) \frac{dv_1}{dt}$$

$$\text{soit } \frac{dv_3}{dt} = -\frac{m-1}{2} \frac{dv_1}{dt}$$

$$\text{d'où } i_1 = m(i' - c_2 \frac{dv_3}{dt}) + c_2 \frac{dv_3}{dt} = mi' - (m-1)c_2 \frac{dv_3}{dt}$$

$$= mi' + c_2 \frac{(m-1)^2}{2} \frac{dv_1}{dt} = mi' + c'_2 \frac{dv_1}{dt} \quad \text{avec } c'_2 = \gamma_2 \frac{(m-1)^2}{2}$$

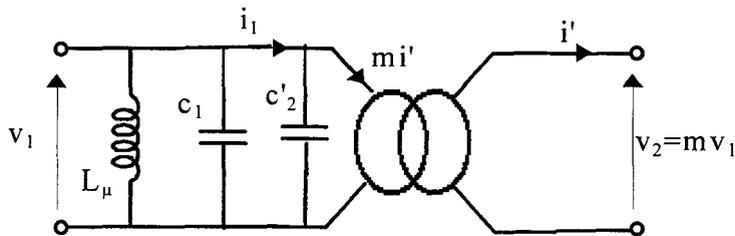


Fig. I.24 : Simplification du schéma équivalent

Avec l'hypothèse de symétrie, le transformateur sans fuites ni pertes peut donc être modélisé avec seulement son inductance de magnétisation et sa capacité totale ramenée au primaire:

$$C_t = c_1 + c'_2 = c_1 + \frac{(m-1)^2}{2} c_2$$

$$= C_{11} + m^2 C_{22} + 2m C_{12} - \frac{(m-1)}{2} (C_{31} + m C_{23})$$

$$= (1 + m^2) \gamma_1 + \frac{(1-m)^2}{2} \gamma_3 + \frac{(1+m)^2}{2} \gamma_{13}$$

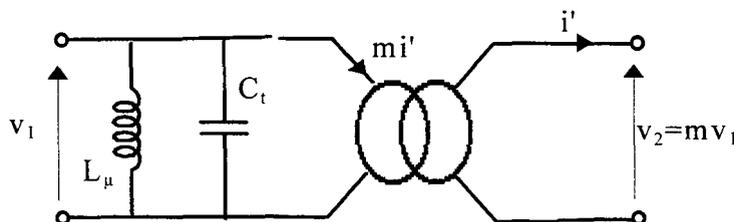


Fig. I.25 : Schéma équivalent du transformateur sans fuites ni pertes

6.2.2.2. Transformateur avec fuites et capacités parasites

Le modèle ci-dessus est bien évidemment incomplet puisque, quand la fréquence augmente, les effets des inductances de fuites apparaissent avant ceux des capacités parasites. Nous avons vu au paragraphe 5.2 que les effets inductifs pouvaient être caractérisés par 3 paramètres: L_μ , ℓ_t et m .

L'introduction de ℓ_t fait apparaître de nouveaux potentiels, donc de nouvelles capacités parasites.

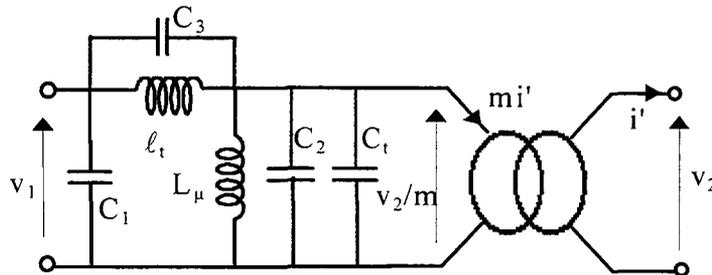


Fig. I.26 : Introduction de l'inductance de fuites et des capacités associées

Les capacités C_2 et C_t se regroupent en une seule $C'_2=C_2+C_t$, et le schéma final comporte 3 capacités:

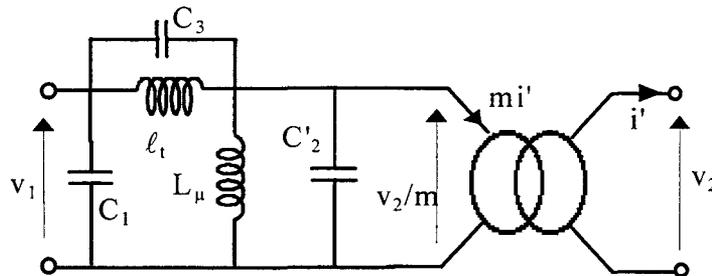


Fig. I.27 : Schéma équivalent du transformateur avec fuites et sans pertes

6.2.3. Autres modèles

Il existe plusieurs façons de représenter le transformateur à l'aide de schémas à constantes localisées [25]. La figure I.24 présente plusieurs structures qui répondent à une validité fréquentielle plus ou moins importante.

Les éléments des schémas équivalents présentés ci-dessous sont ramenés au primaire du transformateur.

Sur la figure I.28.a on représente le transformateur par son inductance de magnétisation associée à une résistance linéaire en parallèle qui rend compte des pertes dans le circuit magnétique. Les fuites magnétiques sont identifiées par les inductances de fuites primaire et secondaire et les pertes joules dans le bobinage par des résistances en série. Les effets capacitifs sont pris en compte par l'ajout de deux capacités qui font intervenir le couplage entre enroulements (C_s) et le couplage électrique entre les différentes spires de l'enroulement (C).

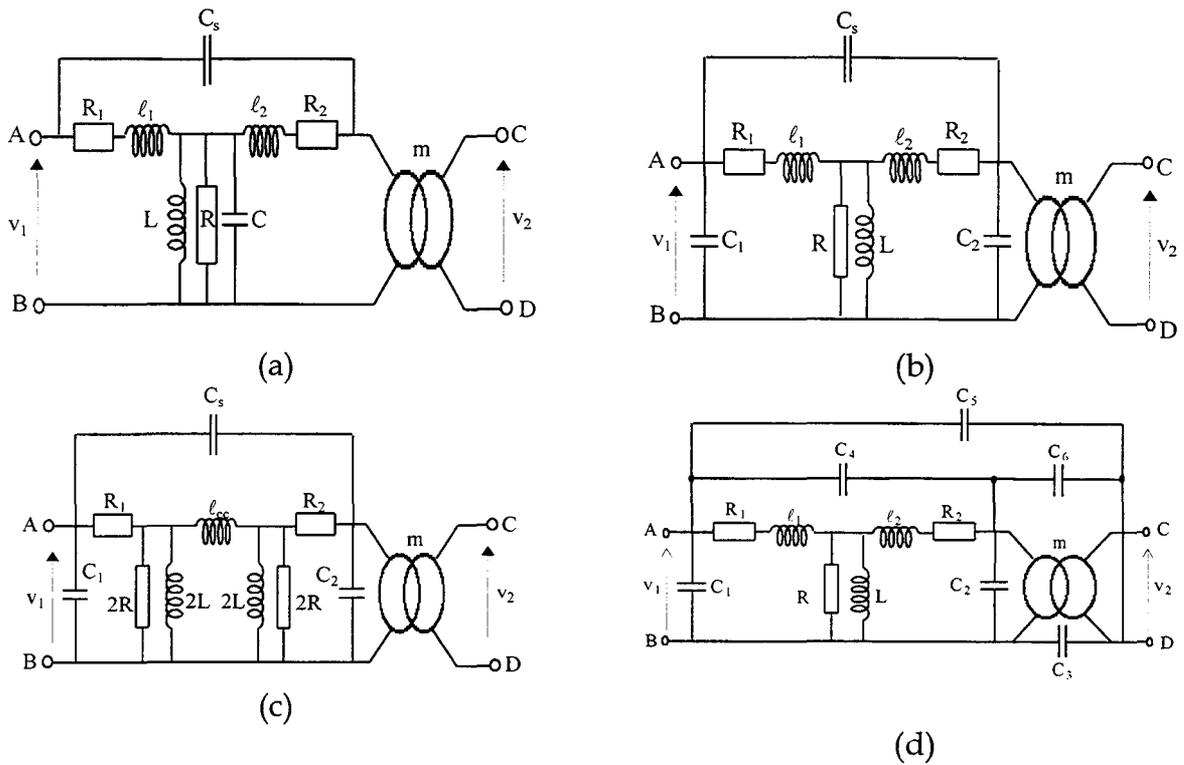


Figure I.28 : Différentes représentations du transformateur

Les figures I.28.b et I.28.c représentent le même schéma équivalent mis à part que l'on tient compte, pour les éléments inductifs de la figure I.28.c, d'un schéma équivalent en Π où les fuites sont représentées par une seule inductance. Cela peut être justifié par la difficulté de distinguer les fuites primaire et secondaire par des mesures extérieures. Les capacités C_1 et C_2 représentent les capacités parasites aux bornes des enroulements primaire et secondaire. Enfin, la figure I.28.d peut être considérée comme un schéma équivalent qui traduit l'ensemble des couplages électrostatiques.

La validité fréquentielle dépend évidemment du nombre de paramètres dont on désire tenir compte. Le premier schéma offre une bande passante valable jusqu'à la deuxième fréquence de résonance de l'impédance à vide alors que les schémas b et c fournissent une validité fréquentielle jusqu'à la troisième fréquence de résonance. La bonne concordance entre les résultats obtenus avec ces modèles et l'expérimentation est toutefois à considérer avec précaution. En effet, les mesures dans le domaine fréquentiel sont souvent réalisées à l'aide d'appareillages qui développent une puissance relativement faible. Le comportement du ferrite et du transformateur en particulier n'est donc pas significatif à ce niveau.

6.2.3.1. Le modèle E.M.T.P.

E.M.T.P. (Electro Magnetic Transients Program) est un programme de simulation des régimes transitoire et permanent des réseaux électriques, considéré comme un standard pour les études temporelles et fréquentielles [26,27]. Les figures I.29 et I.30 donnent le schéma électrique équivalent utilisé dans E.M.T.P pour la représentation

d'un transformateur monophasé à deux et trois enroulements. On retrouve la modélisation classique du transformateur comportant une branche magnétisante associée à une résistance permettant la prise en compte des pertes du circuit magnétique, les inductances de fuites, les résistances des enroulements et les capacités de couplage entre enroulements et par rapport à la masse.

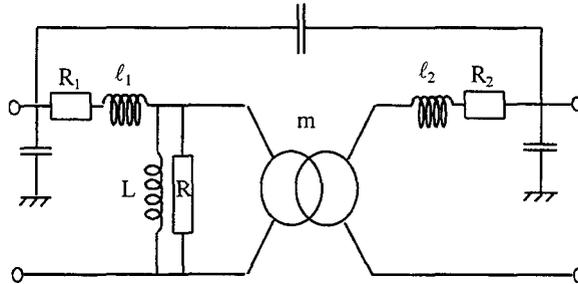


Figure I.29: Modèle E.M.T.P. pour un transformateur à deux enroulements

La détermination des paramètres du modèle est obtenue soit par la mesure soit par le calcul direct de la géométrie.

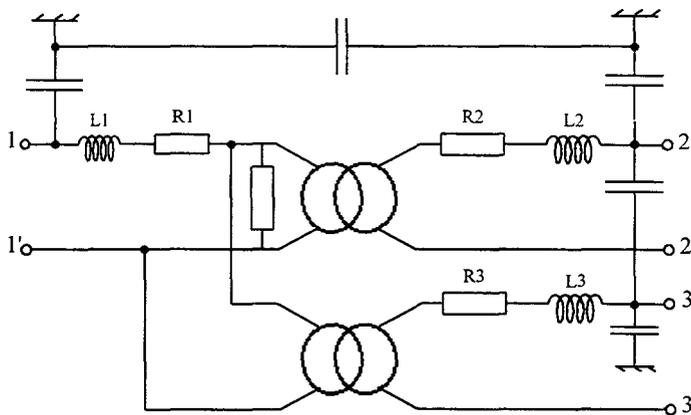


Figure I.30 : Modèle E.M.T.P. pour un transformateur à trois enroulements

L'intérêt de ce modèle réside dans la possibilité d'intégrer par l'intermédiaire du logiciel, des schémas non-linéaires ou encore des lignes à constantes réparties et d'effectuer des études d'interaction du transformateur de puissance avec un réseau. Il reste toutefois inadapté pour une étude des contraintes qui s'exercent sur les bobinages du transformateur.

6.2.3.2. Etude modale

L'étude modale [28,29] consiste à décrire le comportement d'un système comme étant une superposition de circuits oscillants simples (figure I.31). Le schéma équivalent est obtenu à partir d'une synthèse modale de l'admittance d'entrée du transformateur.

Il est caractérisé par :

- une branche (R,L) qui traduit le fonctionnement en B.F,
- un circuit (R',L') pour tenir compte de l'effet de peau et de la variation de pénétration du flux dans le noyau,

- un dipôle (R,C) série qui représente l'effet capacitif en H.F.,
- un circuit (R,L,C) série pour chaque fréquence de résonance de l'admittance d'entrée du transformateur.

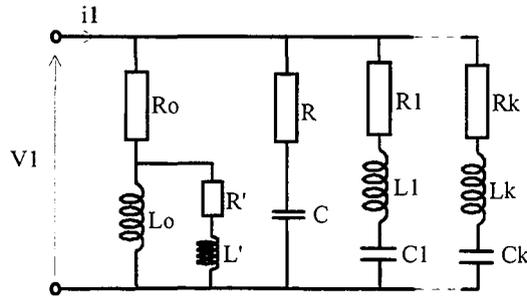


Figure I.31 : Exemple de schéma équivalent modal

On effectue une analyse modale expérimentale à partir de relevés d'impédances effectués à vide, puis une synthèse modale de la fonction admittance du transformateur afin de déterminer les paramètres.

Les applications de ce type de modèle restent souvent limitées à des fréquences inférieures à 100kHz. Il permet le calcul, avec une bonne précision, des fréquences de résonance et offre la possibilité d'étudier le comportement du transformateur soumis à diverses sollicitations transitoires.

6.2.3.3. Modélisation par inductances propres et mutuelles

Le transformateur est discrétisé en éléments (spire ou galette). Chaque élément est représenté par son inductance propre. Cette inductance est couplée à toutes les autres par des mutuelles. Entre deux éléments existent des capacités réparties ; elles sont représentées par des capacités localisées entre les deux noeuds d'entrée des éléments considérés [30,31,32]. La figure I.32 illustre le principe utilisé dans la recherche du schéma équivalent.

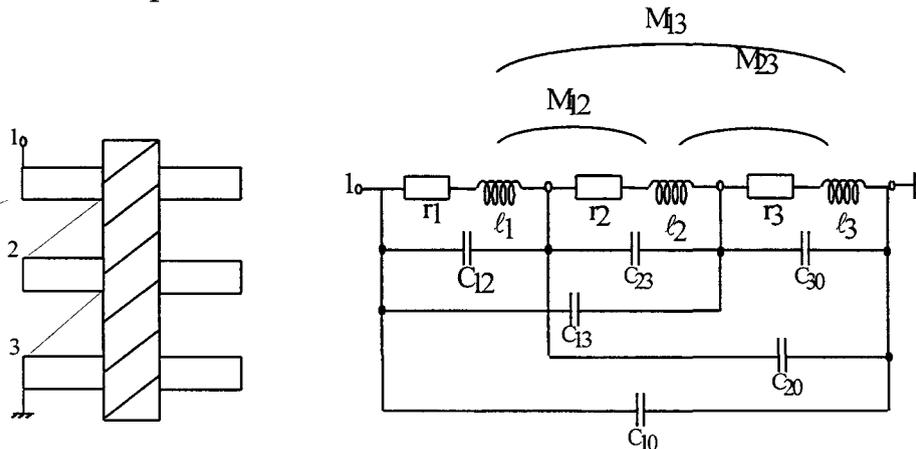


Figure I.32 : Représentation d'un enroulement

Le principal intérêt de ce schéma est qu'il peut être traité simplement comme un réseau (R,L,C) classique en utilisant la théorie des réseaux et les méthodes numériques qui s'y rattachent. La validité fréquentielle du modèle est liée au degré

de précision adopté pour la représentation des enroulements, et au nombre de paramètres dont on tient compte.

Les valeurs des paramètres sont obtenues soit par la mesure, soit par des calculs analytiques directs de la géométrie, soit par calculs numériques par éléments finis.

6.2.3.4. Modélisation par éléments finis

Dans un transformateur, les phénomènes H.F. reposent sur l'établissement d'un schéma équivalent à constantes localisées obtenu par discrétisation de la structure réelle. L'utilisation d'un tel schéma nécessite une évaluation précise de ses paramètres inductifs et capacitifs et le calcul s'avère parfois difficile.

La modélisation 2D ou 3D offre ainsi des possibilités de calcul en tenant compte de la géométrie réelle du dispositif étudié, de la présence du circuit magnétique ainsi que des écrans statiques et de la diversité des milieux diélectriques.

7. Conclusion

La suite du mémoire qui est consacrée à l'étude de l'influence des éléments parasites du transformateur au sein d'un convertisseur continu-continu, nécessite l'emploi d'un modèle qui soit compatible avec les autres parties du montage. Pour cela, nous avons choisi de travailler avec un schéma équivalent à constantes localisées qui reste proche de celui présenté sur la figure I.28.b. Les seules différences proviennent de la prise en compte des fuites et des effets dissipatifs qui sont négligés (figure I.33). Nous avons montré au paragraphe 5.2. qu'on pouvait tenir compte des fuites avec une ou deux inductances.

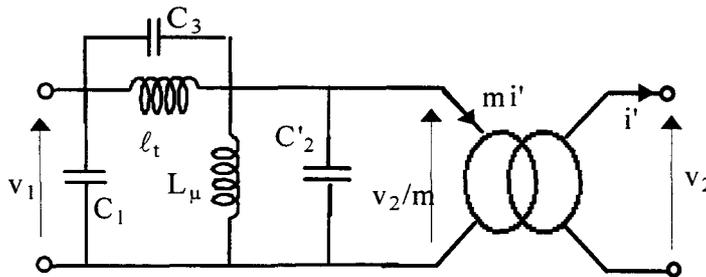


Figure I.33 : Modèle du transformateur

Le modèle se réduit alors à un schéma équivalent à 5 éléments caractéristiques : l'inductance de fuites totale l_t , l'inductance de magnétisation L_μ et les capacités parasites C_1 , C_2 et C_3 .

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter différentes méthodes d'extraction de ces paramètres pour trois transformateurs, et voir dans quelle mesure le fait de ne pas tenir compte de C_3 affecte la validité du modèle.

- Le premier est un produit de série destiné à un chargeur de batteries utilisant une structure d'onduleur à résonance série. Le circuit magnétique est en ferrite de grade 3C80 et constitué d'un double E. Les bobinages sont concentriques et en fils

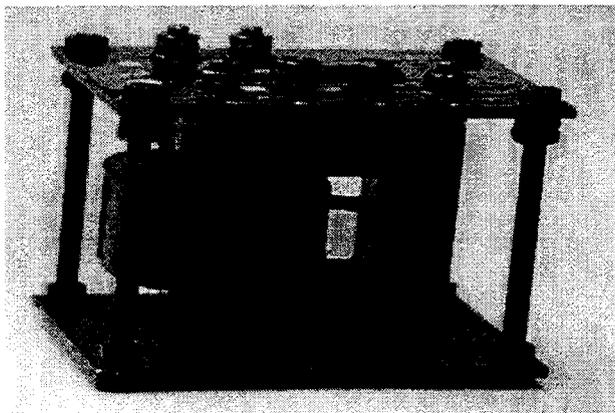
multibrins. Ce transformateur ainsi que ses caractéristiques sont représentés à la figure (I.34).

- Le second a été réalisé par un autre constructeur pour un prototype de chargeur de batteries 3kW à transfert direct d'énergie. Le circuit magnétique est en ferrite UI et les bobinages sont réalisés en feuillards de 13mm (figure I.35).
- Le troisième a été réalisé pour le même prototype que le second, mais de façon à réduire les capacités parasites. Le circuit magnétique est un double E, le bobinage primaire est en fils cylindriques multibrins et le secondaire est réalisé sous la forme de rubans tressés (figure I.36).



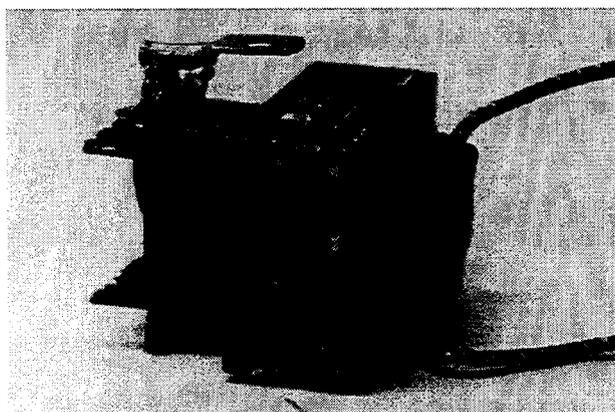
| | |
|------|---------|
| Snom | 3KVA |
| m | 220/150 |
| f | 40Khz |

Fig. I.34 : Transformateur N°1



| | |
|------|---------|
| Snom | 3KVA |
| m | 220/150 |
| f | 40Khz |

Fig. I.35 : Transformateur N°2



| | |
|------|--------|
| Snom | 3KVA |
| m | 380/85 |
| f | 80Khz |

Fig. I.36 : Transformateur N°3

Chapitre II

Identification des paramètres du modèle

1. INTRODUCTION

Le choix du schéma équivalent du transformateur a été effectué dans le souci de représenter la majeure partie des effets propres à celui-ci dans la gamme de fréquence et de puissance qui nous concerne. La détermination de la valeur des paramètres peut s'effectuer de différentes manières mais d'ordinaire on utilise une méthode fréquentielle qui fait appel à un matériel simple et rapide d'utilisation. L'inconvénient de ce type de matériel réside dans le faible niveau de puissance qui est utilisé pour la série de tests. Dans ce chapitre nous allons essayer d'estimer l'effet du niveau de puissance utilisé pour effectuer les mesures sur la valeur des éléments du modèle. Pour cela, trois séries d'essais sont réalisées avec trois niveaux de puissance différents [33].

2 ANALYSEUR D'IMPEDANCES

2.1 Présentation de la méthode

Le matériel utilisé est constitué d'un générateur, d'un système d'acquisition et de traitement. L'évolution des paramètres relatifs à un modèle du composant est analysée en fonction de la fréquence d'utilisation jusqu'à plusieurs méga-hertz. Cependant, le niveau de courant débité est extrêmement faible (qqes mA) pour les composants inductifs de l'électronique de puissance. Le comportement des circuits magnétiques est loin d'être significatif dans ces conditions. La figure II.1 représente le dispositif expérimental pour cet essai.

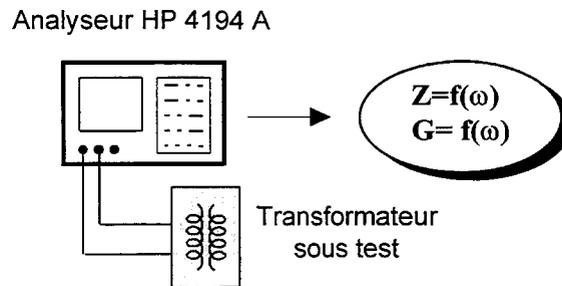


Fig. II.1 : Dispositif expérimental

L'identification des paramètres est issue de l'étude des résonances à partir d'une caractérisation fréquentielle à vide et en court-circuit du transformateur[34,35,36,37].

2.2 Détermination des paramètres

2.2.1 Validité fréquentielle du modèle

La validité fréquentielle d'un modèle dépend évidemment du degré de complexité de celui-ci. Plus le nombre d'éléments pris en compte est élevé, plus la bande passante du modèle sera grande. Le modèle de la figure II.3 comporte 5 éléments caractéristiques, L_μ , l_t , C_1 , C'_2 et C_3 . Nous allons montrer que même si on ne tient pas compte de C_3 , le modèle offre une validité fréquentielle comprise entre la valeur minimale de l'appareil de mesure, à savoir 100Hz, et la seconde fréquence de résonance de l'impédance à vide du transformateur (figure II.2). Cela correspond au minimum à deux décades au dessus de la fréquence de travail. Nous verrons également la limite de cette simplification puisque le modèle à deux capacités n'est valide que jusqu'à la première fréquence de résonance de l'impédance à vide pour un des transformateurs.

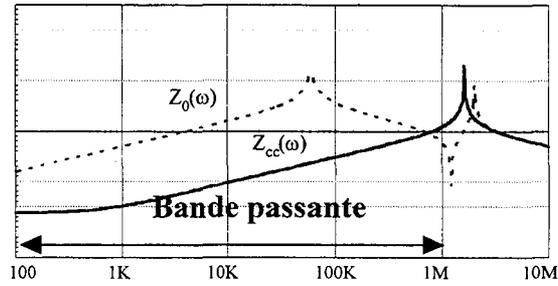


Fig. II.2 : Validité fréquentielle du modèle

2.2.2 Calcul des impédances

Le modèle de transformateur que nous avons choisi de caractériser est représenté à la figure II.3. Nous avons besoin, pour la détermination de l'ensemble des paramètres de l'expression des impédances du transformateur, vu du primaire, avec le secondaire à vide et en court-circuit.

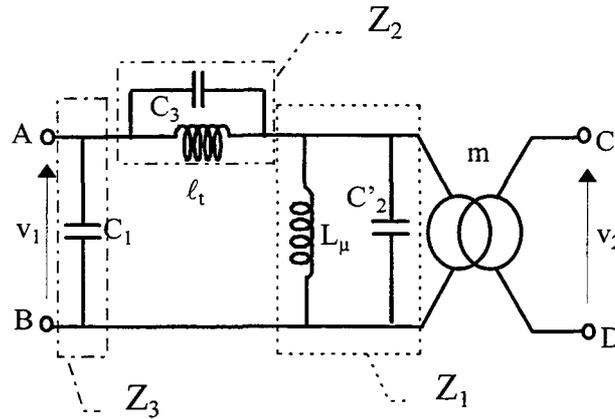


Fig. II.3 : Modèle du transformateur

Oon obtient les expressions suivantes pour les impédances Z_1 , Z_2 et Z_3 :

- $Z_1 = \frac{L_\mu}{1 + L_\mu C'_2 p^2}$
- $Z_2 = \frac{l_t}{1 + l_t C_3 p^2}$
- $Z_3 = \frac{1}{C_1 p}$

L'expression de l'impédance à vide est alors :

$$Z_0 = \frac{Z_3(Z_1 + Z_2)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

$$Z_0 = \frac{l_t p(1 + L_\mu C'_2 p^2) + L_\mu p(1 + l_t C_3 p^2)}{(1 + l_t C_3 p^2)(1 + L_\mu C'_2 p^2) + l_t C_1 p^2(1 + L_\mu C'_2 p^2) + L_\mu C_1 p^2(1 + l_t C_3 p^2)}$$

Le dénominateur de Z_0 peut s'écrire :

$$\left[1 + L_\mu p^2 (C_1 + C'_2)\right] \left[1 + \ell_t (C_1 + C_3) p^2\right] - \ell_t L_\mu C_1^2 p^4$$

Si la première fréquence f_{01} correspondant à un maximum de Z_0 est assez basse, on peut négliger l'effet du terme $\ell_t L_\mu C_1^2 p^4$ et admettre qu'elle est donnée par:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_\mu (C_1 + C'_2)}} \quad (\text{II.2})$$

Le développement du numérateur donne:

$$p \left[1 + \frac{\ell_t L_\mu}{\ell_t L_\mu} (C'_2 + C_3) p^2 \right]$$

La première fréquence correspondant à un minimum de Z_0 est donc donnée par:

$$f_{02} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{\ell_t (C'_2 + C_3)}} \quad \text{puisque } L_\mu \text{ est grand devant } \ell_t \quad (\text{II.3})$$

L'impédance en court-circuit quant à elle s'exprime :

$$Z_{cc} = \frac{\ell_t p}{1 + \ell_t (C_1 + C_3) p^2} \quad (\text{II.5})$$

d'où l'on déduit

$$f_{cc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\ell_t (C_1 + C_3)}} \quad (\text{II.6})$$

En conséquence, les valeurs de ℓ_t et L_μ étant obtenues à partir de celles de Z_{cc} et Z_0 aux basses fréquences, les valeurs de C_1 , C'_2 et C_3 se déduisent des valeurs relevées pour f_{cc} , f_{01} et f_{02} .

Si on réduit le nombre de paramètres du modèle à 4, en ne tenant pas compte de C_3 , deux fréquences suffisent à déterminer C_1 et C'_2 , mais le domaine de validité est limité à la plus basse des deux fréquences f_{cc} et f_{02} :

$$f_{02} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{\ell_t C'_2}} \quad f_{cc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\ell_t C_1}}$$

2.2.3 Valeurs des paramètres

Les relevés expérimentaux sont présentés sur les figures II.4 à II.6. Les fréquences de résonance ainsi que la valeur des impédances Z_0 et Z_{cc} nécessaires à la détermination de L_μ et ℓ_t sont données dans le tableau I pour les trois transformateurs.

Les valeurs des inductances de magnétisation et de fuites sont obtenues à partir de la lecture de la valeur de Z_0 et Z_{cc} dans la partie BF des relevés.

| | Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|-----------------------|-------------|--------------|--------------|
| f_{01} (kHz) | 222 | 59.6 | 482 |
| f_{02} (kHz) | 5245 | 1188 | --- |
| f_{cc} (kHz) | 11010 | 5623 | 20321 |
| Z_0 (Ω) | 88 (10kHz) | 2.57 (100Hz) | 547 (100kHz) |
| Z_{cc} (Ω) | 24 (1MHz) | 0.8 (100Hz) | 4 (100kHz) |

Tableau I : Relevés expérimentaux

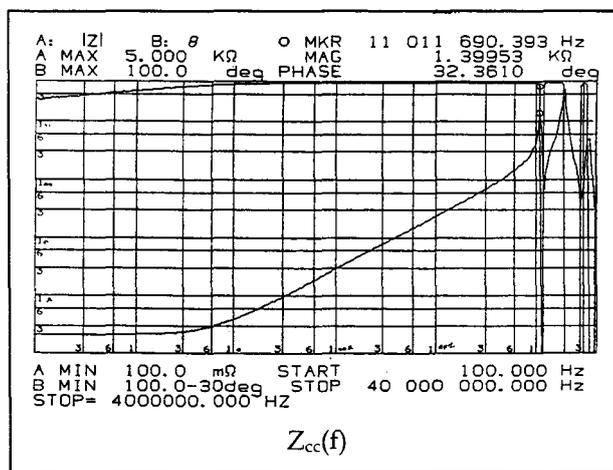
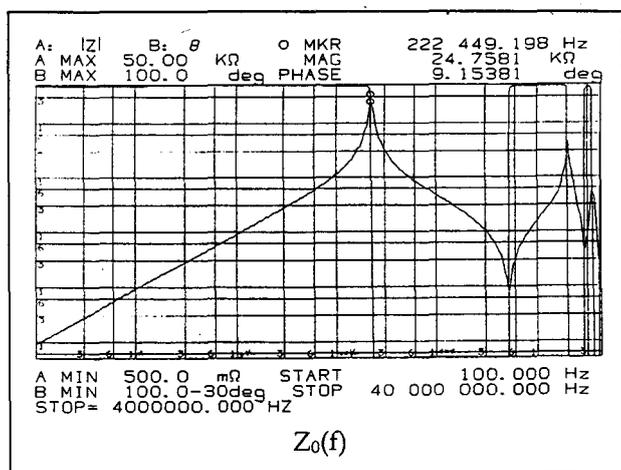
L'ensemble de ces relevés permet de déterminer la valeur des paramètres du modèle en utilisant les formules (II.2), (II.3), (II.4), et (II.6). et présentés dans le tableau II.

| | Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|---------------------|-------------|-------------|-------------|
| L_μ (mH) | 1.4 | 3.8 | 0.87 |
| ℓ_t (μ H) | 3.6 | 14 | 6 |
| Avec 3 capacités | | | |
| C_1 (pF) | 85 | 325 | 67 |
| C'_2 (pF) | 285 | 1550 | 58 |
| C_3 (pF) | -25 | -270 | -57 |
| Avec 2 capacités | | | |
| C_1 (pF) | 105 | 670 | 12 |
| C'_2 (pF) | 260 | 1200 | 115 |

Tableau II : Valeurs des paramètres du modèle

2.3 Résultats

Les relevés expérimentaux et les courbes théoriques obtenues avec notre modèle sont donnés sur les figures II.4 à II.6. Les courbes du modèle à 3 capacités sont représentées par \square et celles du modèle à 2 capacités par \blacksquare .



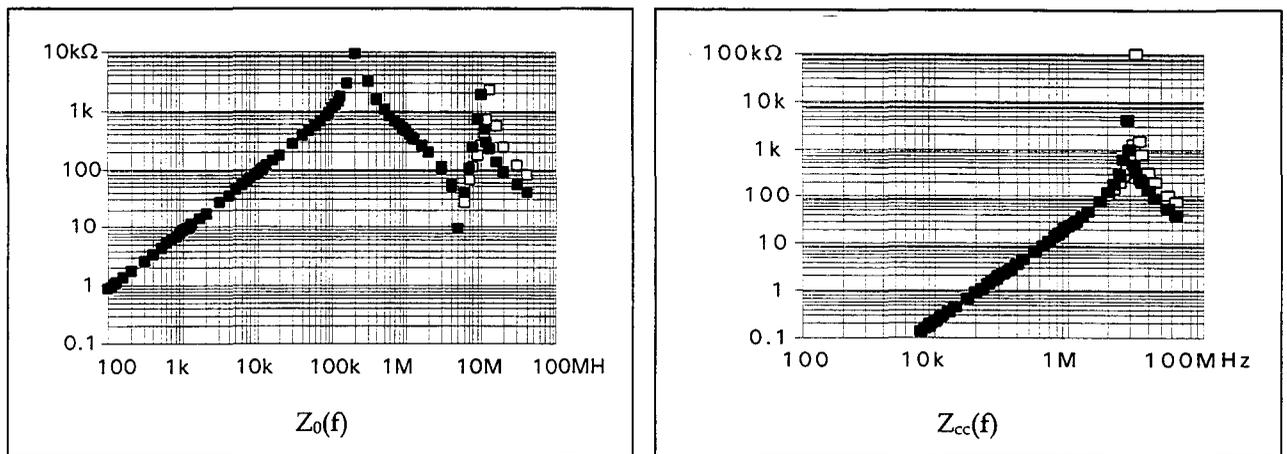


Fig. II.4 : Relevés expérimentaux et courbes théoriques pour le transformateur N°1

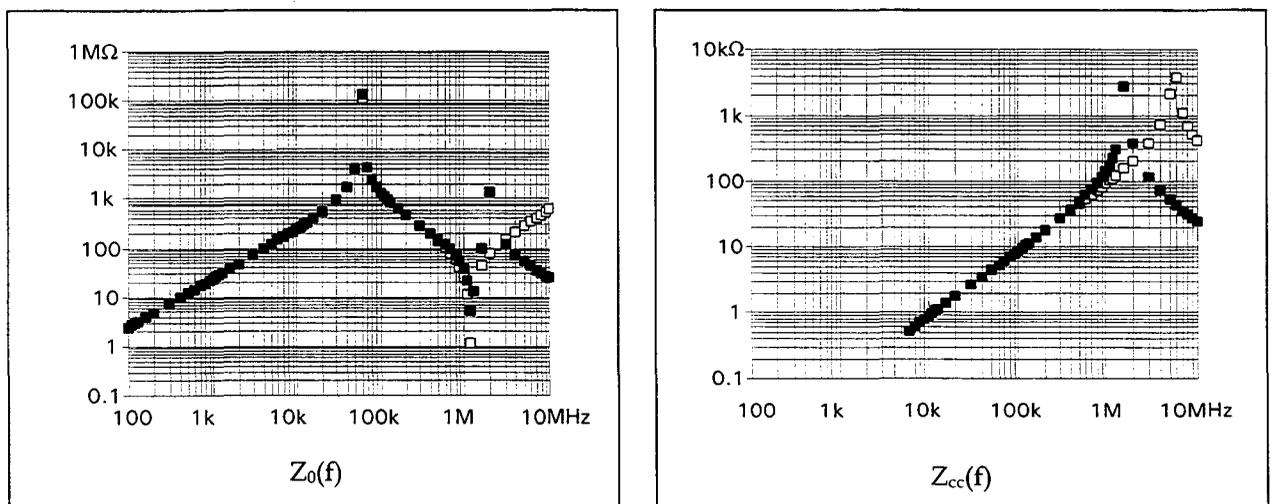
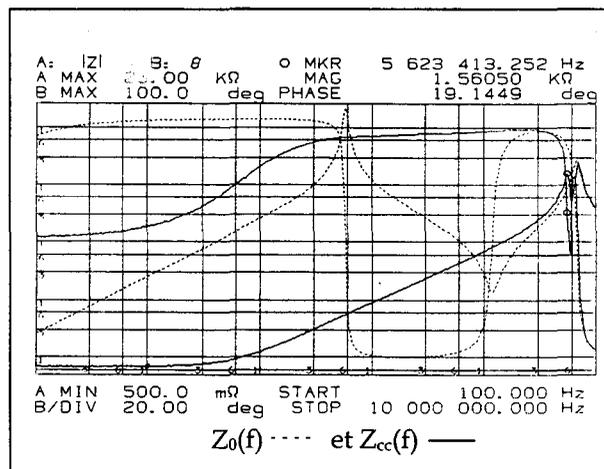


Fig. II.5 : Relevés expérimentaux et courbes théoriques pour le transformateur N°2

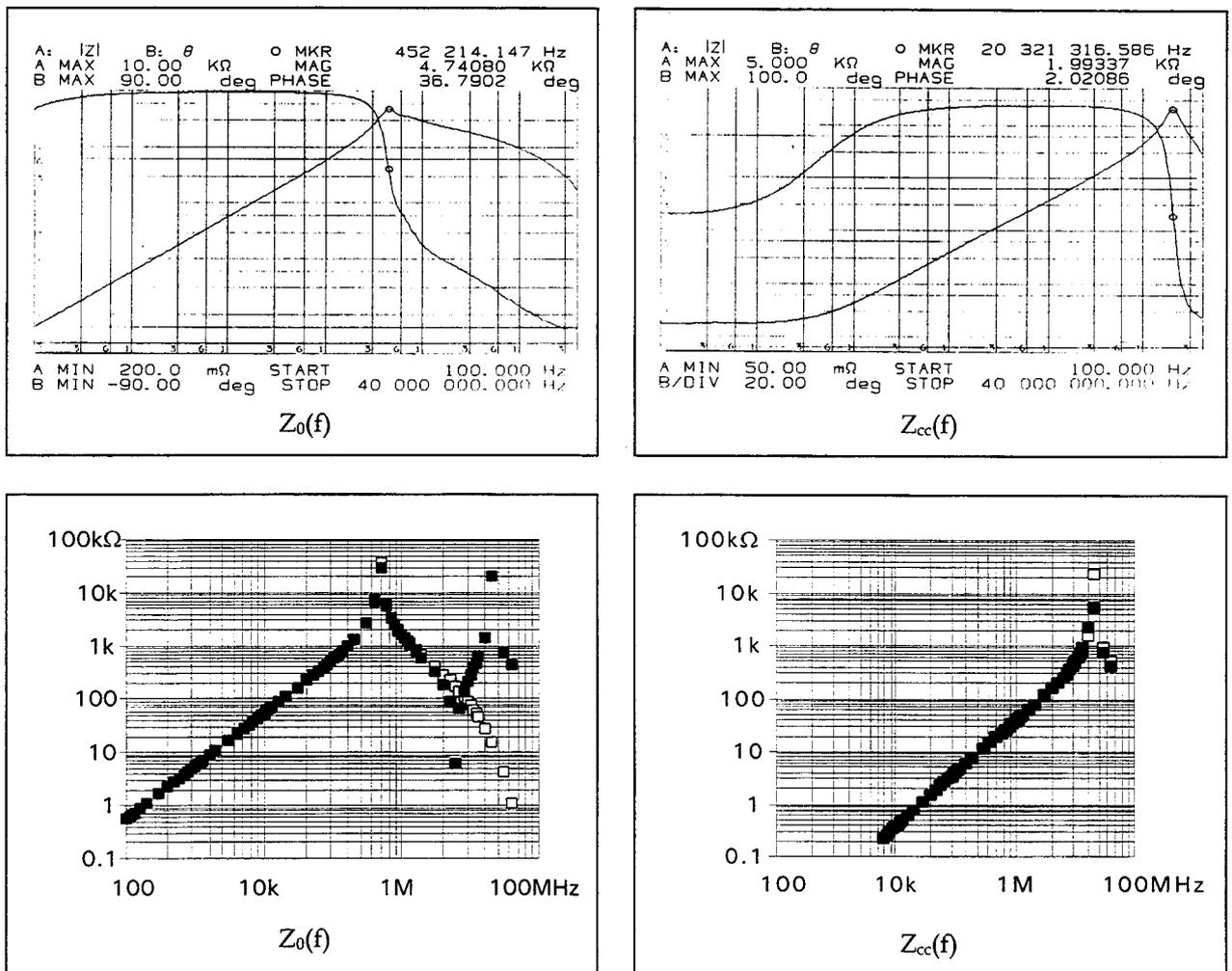


Fig. II.6 : Relevés expérimentaux et courbes théoriques pour le transformateur N°3

Les relevés expérimentaux et les courbes théoriques présentées ci-dessus montrent une bonne corrélation jusqu'à la deuxième fréquence de résonance de l'impédance à vide pour les transformateurs 1 et 2. Pour le troisième transformateur, les courbes se superposent jusqu'à la première fréquence de résonance de l'impédance à vide. Au delà, elles ne correspondent plus. Si on désire que le modèle reste valide au delà de cette fréquence, on doit tenir compte de la capacité C_3 .

2.4 Conclusion

L'utilisation d'un analyseur d'impédances pour déterminer les valeurs des paramètres d'un modèle offre plusieurs avantages. Parmi ceux-ci, on peut citer la précision et la rapidité des mesures. Malgré cela, cet outil est handicapé par le fait que le niveau de puissance utilisé pour les essais est relativement faible. Il reste néanmoins un appareil convivial pour une détermination rapide des paramètres.

3. AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE –

3.1 Présentation de la méthode

La méthode consiste à alimenter le transformateur que l'on désire tester par des échelons de tension obtenus à l'aide d'un générateur de fonction associé à un amplificateur de puissance linéaire dont les caractéristiques sont les suivantes :

$$U_{MAX}=60V - I_{MAX}=20A - BP=200Khz$$

Le relevé des signaux est effectué par l'intermédiaire de sondes de tension différentielles et de sondes de courant à effet Hall de type Tektronix A6302 comme indiqué à la figure II.7.

La détermination des paramètres est réalisée à partir de la réponse indicielle du transformateur pour trois configurations différentes.

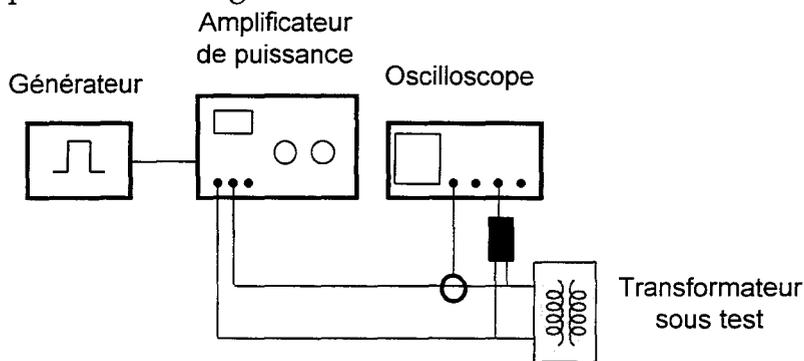


Fig. II.7 : Dispositif expérimental

3.2 Détermination des paramètres

Pour cette étude, nous utiliserons le modèle à deux capacités et nous négligerons les éléments dissipatifs r_t et R_μ . Seule une résistance, que l'on peut considérer comme équivalente à l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance, a été ajoutée de manière à amortir les oscillations lors des simulations.

3.2.1 Etude avec secondaire à vide :

Le schéma équivalent est donné sur la figure II.8:

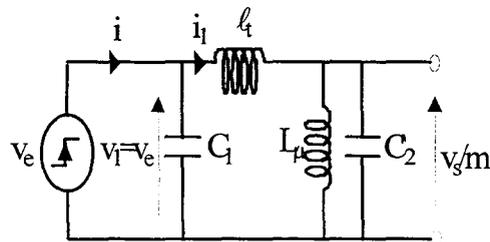


Fig. II.8 : Schéma équivalent avec secondaire à vide

Si on considère que la capacité située au primaire du transformateur C_1 est absorbée par la source de tension V_e , la tension de sortie s'exprime :

$$\frac{V_s(p)}{m} = V_e(p) \cdot K \cdot \frac{1}{1 + L_e C_2' p^2} \text{ avec } L_e = \frac{L_\mu \cdot \ell_t}{L_\mu + \ell_t} \text{ et } K = \frac{L_\mu}{L_\mu + \ell_t}$$

Si la tension appliquée à l'entrée du transformateur est un échelon de tension d'amplitude A, la transformée de Laplace de $v_e(t)$ s'exprime $V_e(p) = \frac{A}{p}$. On obtient alors

l'expression de $V_s(p)$:

$$V_s(p) = mKA \cdot \frac{1}{p(1 + L_e C_2' p^2)}$$

Le courant i absorbé par le transformateur a pour expression :

$$i(p) = i_1(p) \text{ avec } i_1(p) = \frac{V_e(p) - V_s(p)/m}{\ell_t p} = \frac{A}{\ell_t p^2} - \frac{KA}{\ell_t p^2 (1 + L_e C_2' p^2)}$$

$$i(p) = \frac{A}{\ell_t p^2} - \frac{KA}{\ell_t} \left[\frac{1}{p^2} - \frac{1}{\sqrt{\tau}} \cdot \frac{1/\sqrt{\tau}}{p^2 + 1/\tau} \right] \text{ avec } \tau = L_e C_2'$$

Si on utilise les transformées inverses, on obtient l'évolution du courant i en fonction du temps, soit :

$$i(t) = \frac{A}{\ell_t} t - \frac{KA}{\ell_t} \left[t - \frac{1}{\sqrt{\tau}} \sin \frac{t}{\sqrt{\tau}} \right] = \frac{A}{\ell_t} (1 + K)t + \frac{KA\omega_0}{\ell_t} \sin \omega_0 t$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_e C_2'}} \text{ et } (1 - K) = \frac{L_\mu + \ell_t - L_\mu}{L_\mu + \ell_t} \approx \frac{\ell_t}{L_\mu}$$

$$i(t) = \frac{A}{L_\mu} t + \frac{KA\omega_0}{\ell_t} \sin \omega_0 t \quad (\text{II.7})$$

L'allure du courant i est donc la superposition d'une droite de pente $\frac{A}{L_\mu}$ et d'une oscillation à la pulsation ω_0 .

3.2.2 Etude avec primaire à vide :

Le schéma équivalent est donné sur la figure II.9 :

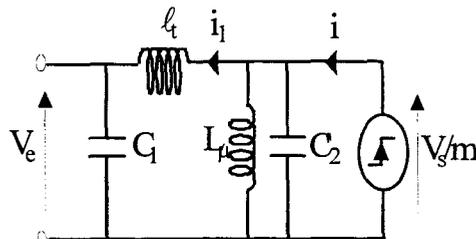


Fig. II.9 : Schéma équivalent avec primaire à vide

En considérant la même hypothèse que celle présentée pour le cas où le secondaire est à vide, on obtient :

$$i(p) = \frac{V_s(p)}{m L_\mu p} + i_1(p)$$

$$\text{avec } i_1(p) = \frac{V_s(p)/m - V_e(p)}{\ell_t p} \text{ et } V_e(p) = \frac{V_s(p)}{m} \cdot \frac{1}{1 + \ell_t C_1 p^2}$$

$$i(p) = \frac{A}{mL_\mu p^2} + \frac{AC_1}{m} \cdot \frac{1}{1 + \tau' p^2} \text{ avec } \tau' = \ell_t C_1$$

En utilisant la transformation inverse, on obtient :

$$i(t) = \frac{A}{mL_\mu} t + \frac{AC_1 \omega_0}{m} \sin \omega_0 t \quad (\text{II.8})$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau'}}$$

Comme pour l'essai précédent, l'allure du courant absorbé par le transformateur sera la superposition d'une droite croissante de pente $\frac{A}{mL_\mu}$ et d'une oscillation à la pulsation ω_0 .

3.2.3 Etude avec secondaire en court-circuit :

Le schéma équivalent pendant cet essai est représenté sur la figure II.10 :

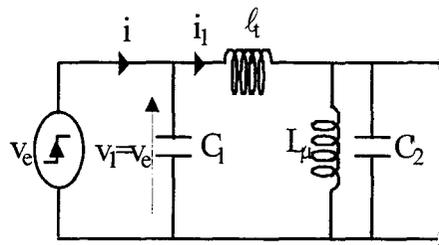


Fig. II.10 : Schéma équivalent avec secondaire en court-circuit

La tension $V_e(p)$ appliquée aux bornes du transformateur s'exprime :

$$V_e(p) = \ell_t p \cdot i_1(p)$$

On déduit alors l'expression du courant, soit :

$$i_1(p) = \frac{V_e(p)}{\ell_t p} = \frac{A}{\ell_t p^2}$$

$$\text{Le courant } i(t) \text{ s'exprime alors : } \quad i(t) = \frac{A}{\ell_t} t \quad (\text{II.9})$$

La pente du courant absorbé par le transformateur avec le secondaire en court-circuit permet de déterminer la valeur de l'inductance totale de fuites.

Si l'on désire une meilleure précision, il faut tenir compte de l'évolution réelle de la tension v_1 . En fait, si on regarde les relevés de la figure II.13, on s'aperçoit que la tension appliquée aux bornes du transformateur évolue de la manière suivante :

$$v_1 = V(1 - 2e^{-\frac{t}{\lambda}}) \text{ où } \lambda \text{ représente la constante de temps de } v_1 \text{ aux changements d'état.}$$

Le courant absorbé par le transformateur s'écrit alors :

$$v_1 = V(1 - 2e^{-\frac{t}{\lambda}}) = \ell_t \frac{di_1}{dt} \rightarrow i_1(t) = \frac{V}{\ell_t} (t + 2\lambda e^{-\frac{t}{\lambda}}) + \text{cste}$$

La constante s'exprime :

$$i_1(0) = \frac{V}{\ell_t} \cdot 2\lambda + \text{cste} \rightarrow \text{cste} = i_1(0) - \frac{V}{\ell_t} \cdot 2\lambda$$

On obtient alors :
$$i_1(t) = i_1(0) + \frac{V}{\ell_t} (t + 2\lambda \cdot e^{-\frac{t}{\lambda}} - 2\lambda)$$

La valeur maximale du courant i_1 est obtenue pour un multiple (n) de la constante de temps λ , alors :

$$i_1(n\lambda) = i_1(0) + \frac{V}{\ell_t} (n\lambda + 2\lambda \cdot e^{-n} - 2\lambda)$$

$$\Delta i_1 \approx \frac{(n-2) \cdot \lambda \cdot V}{\ell_t} \quad \text{car} \quad e^{-n} \approx 0$$

La valeur de l'inductance de fuites est donc :

$$\ell_t = \frac{(n-2) \cdot \lambda \cdot V}{\Delta i_1} \tag{II.10}$$

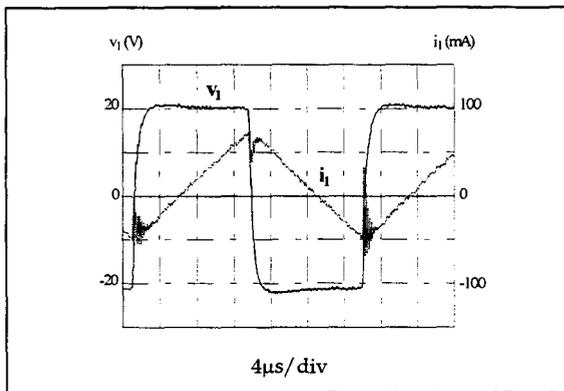
3.3 Relevés expérimentaux et simulations

Nous présentons sur les figures II.11 à II.19 les allures des tensions et courants aux bornes du transformateur N°1 et N°2 pour les trois essais développés précédemment. Les simulations sont obtenues à l'aide du logiciel SPICE. Les amortissements qui apparaissent sont dus à l'ajout d'une résistance en série avec la source de tension qui alimente le transformateur. Cette impédance peut être assimilée à l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance.

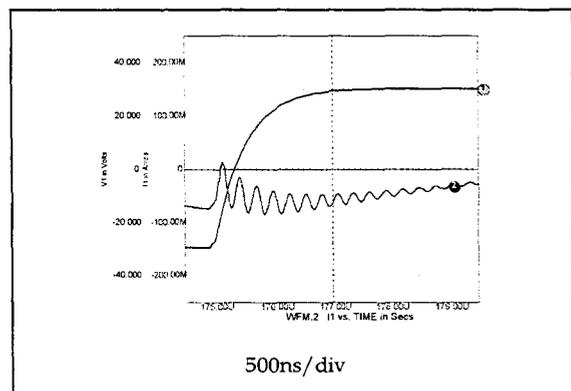
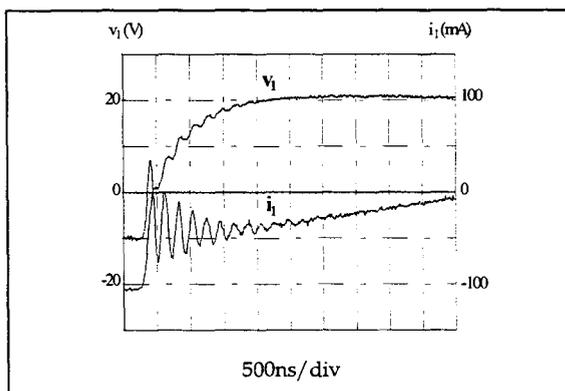
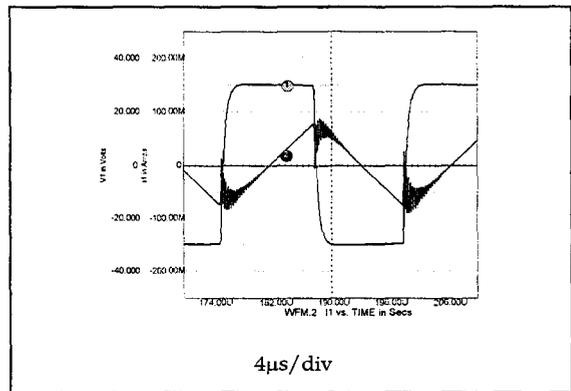
- Transformateur N°1

1 Secondaire à vide

Expérience



Simulations



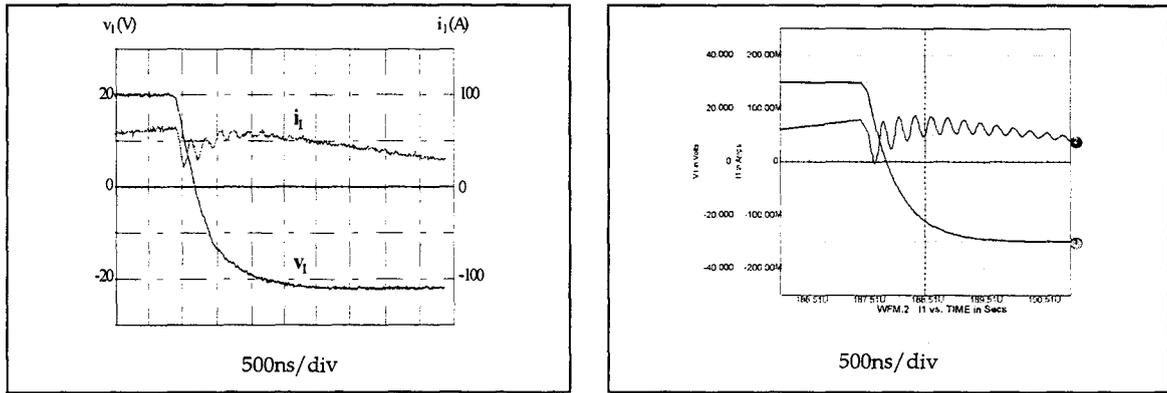
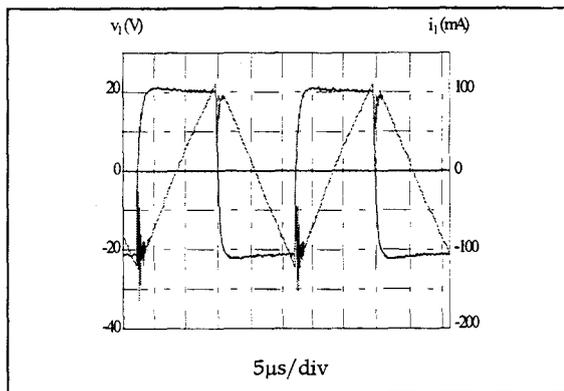


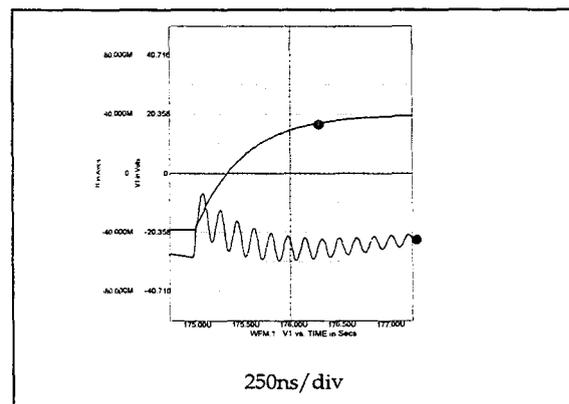
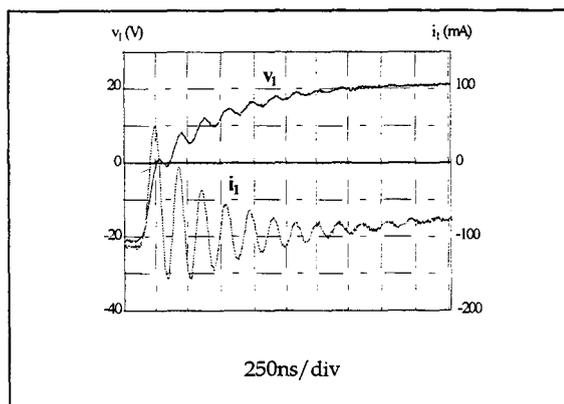
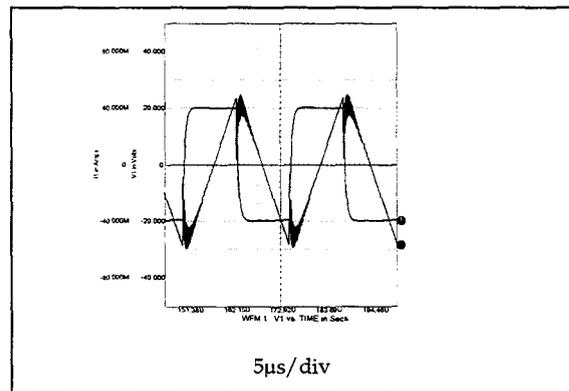
Fig. II.11 : Essai avec secondaire à vide pour le transformateur N°1

2. Primaire à vide

Expérience



Simulations



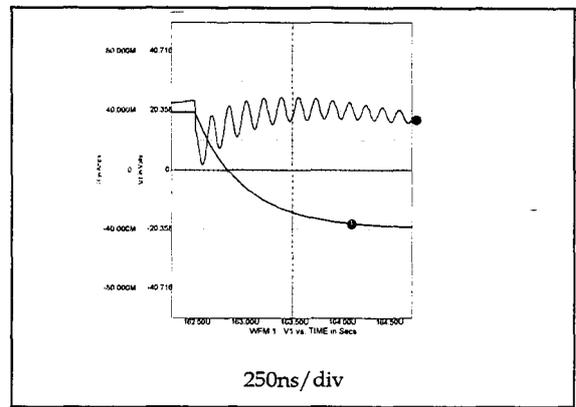
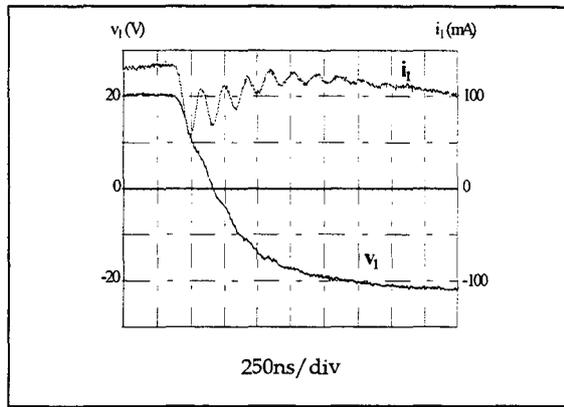
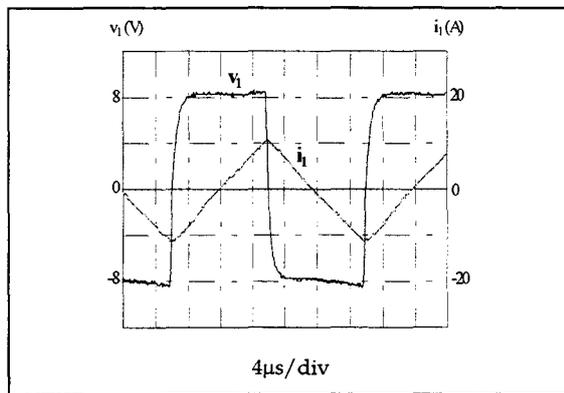


Fig. II.12 : Essai avec primaire à vide pour le transformateur N°1

3. Secondaire en court-circuit

Expérience



Simulations

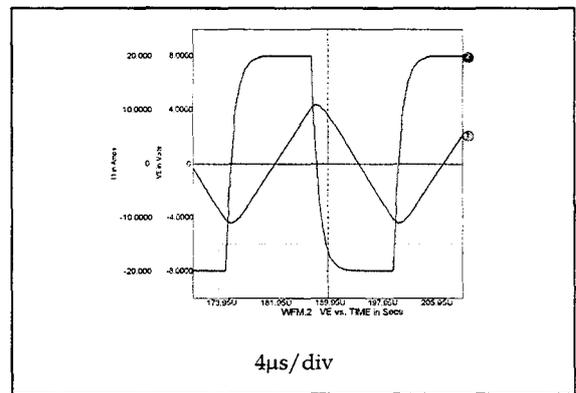
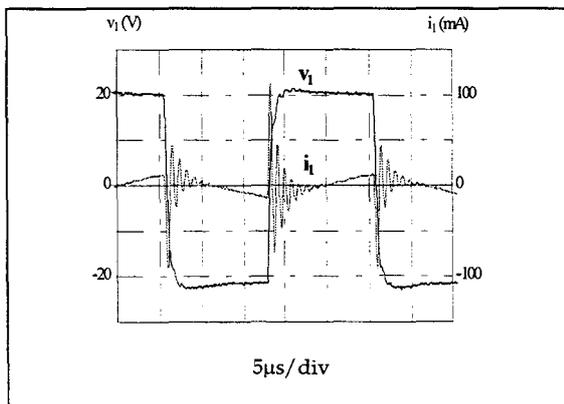


Fig. II.13 : Essai avec secondaire en court-circuit pour le transformateur N°1

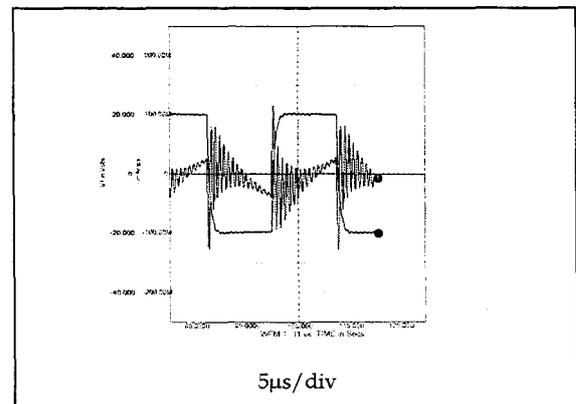
• Transformateur N°2

1. Secondaire à vide

Expérience



Simulations



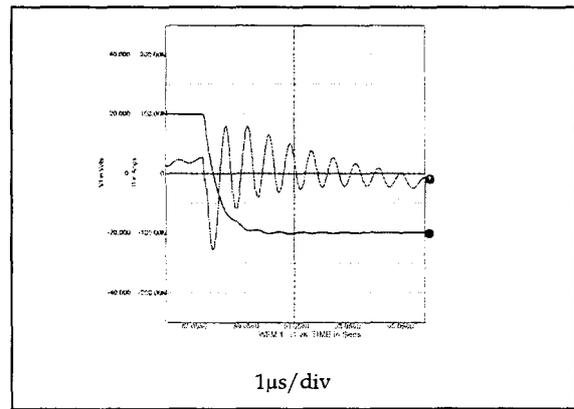
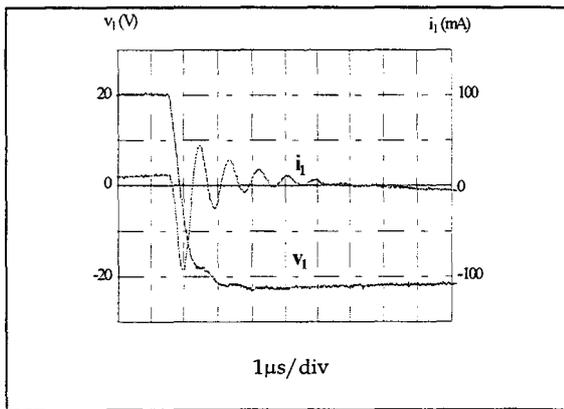
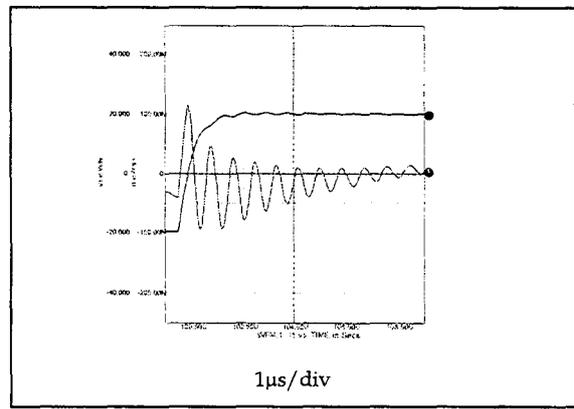
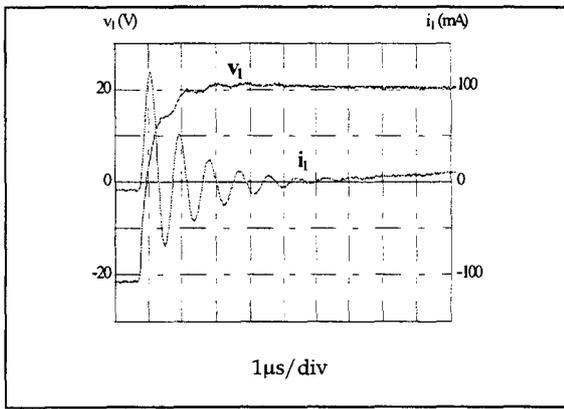
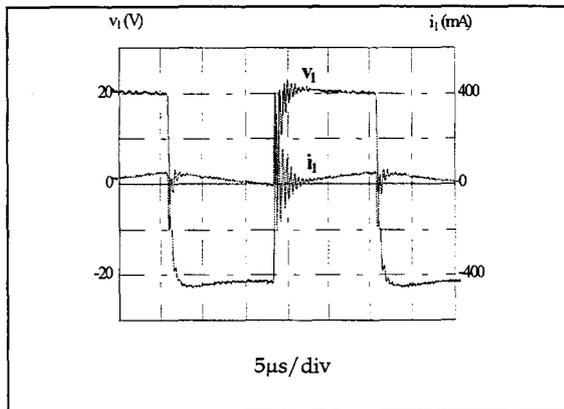


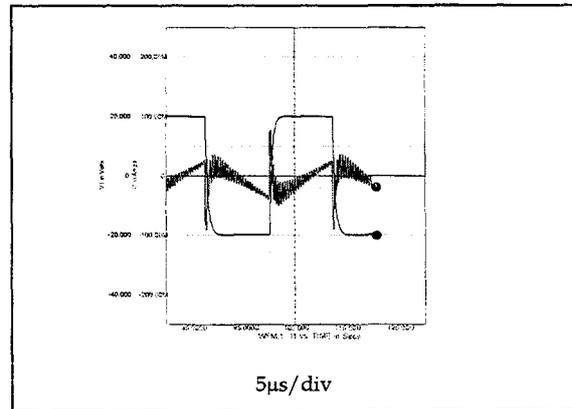
Fig. II.14 : Essai avec secondaire à vide pour le transformateur N°2

2. Primaire à vide

Expérience



Simulations



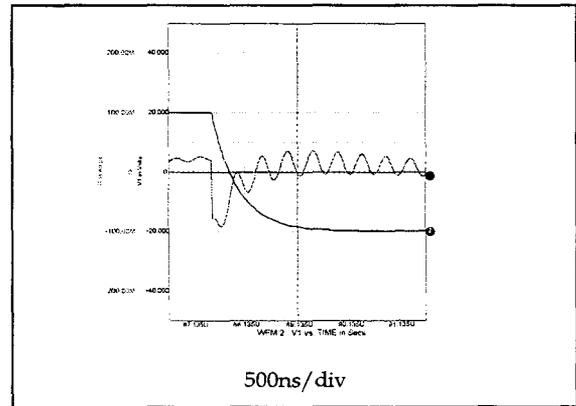
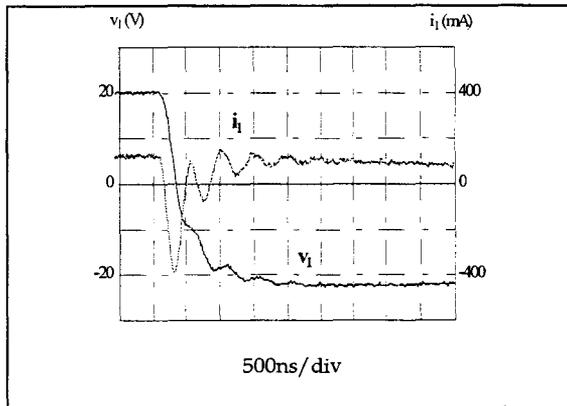
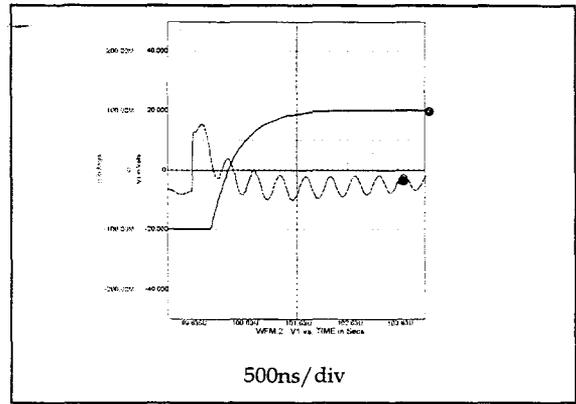
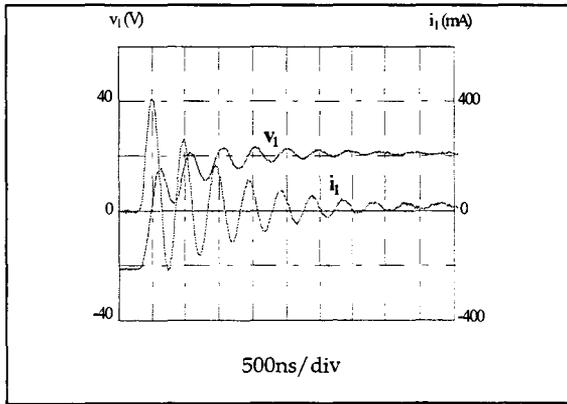
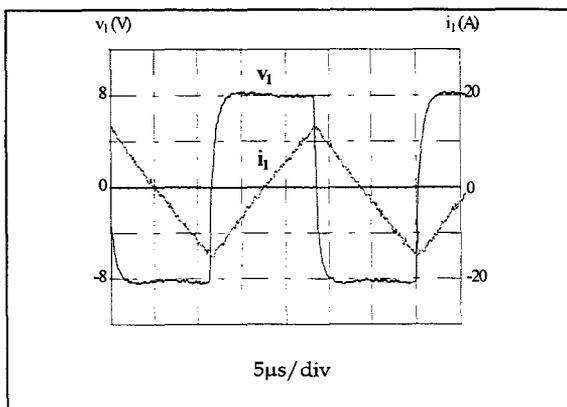


Fig. II.15 : Essai avec primaire à vide pour le transformateur N°2

3. Secondaire en court-circuit

Expérience



Simulations

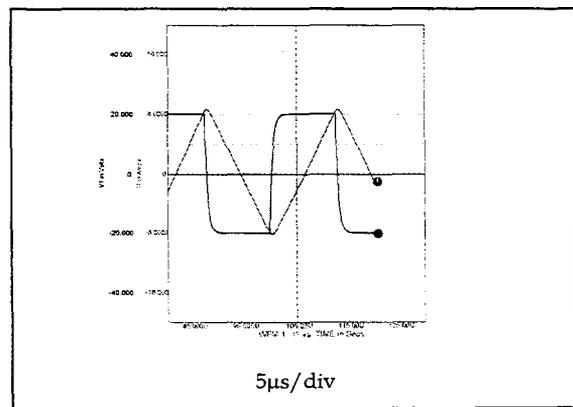
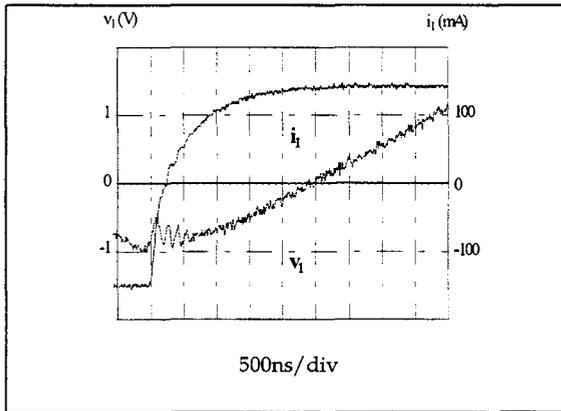


Fig. II.16 : Essai avec secondaire en court-circuit pour le transformateur N°2

• Transformateur N°3

1. Secondaire à vide

Expérience



Simulations

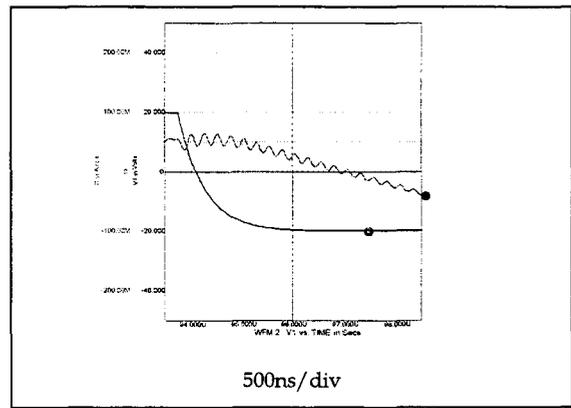
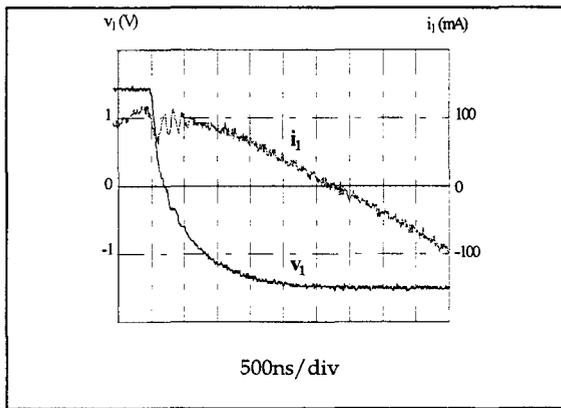
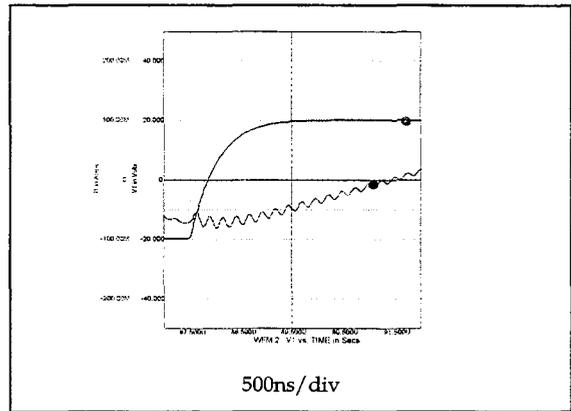
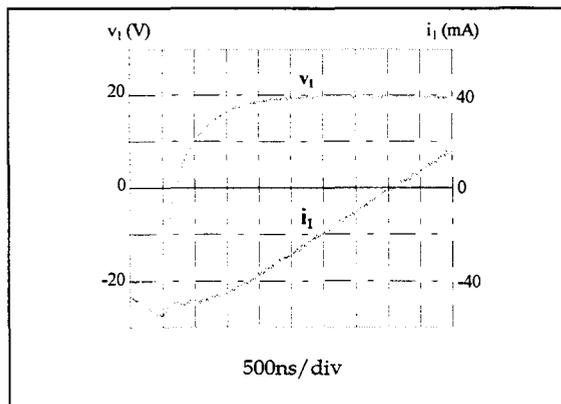


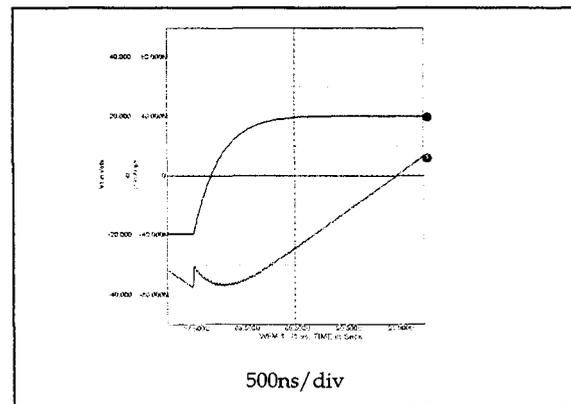
Fig. II.17 : Essai avec secondaire à vide pour le transformateur N°3

2. Primaire à vide

Expérience



Simulations



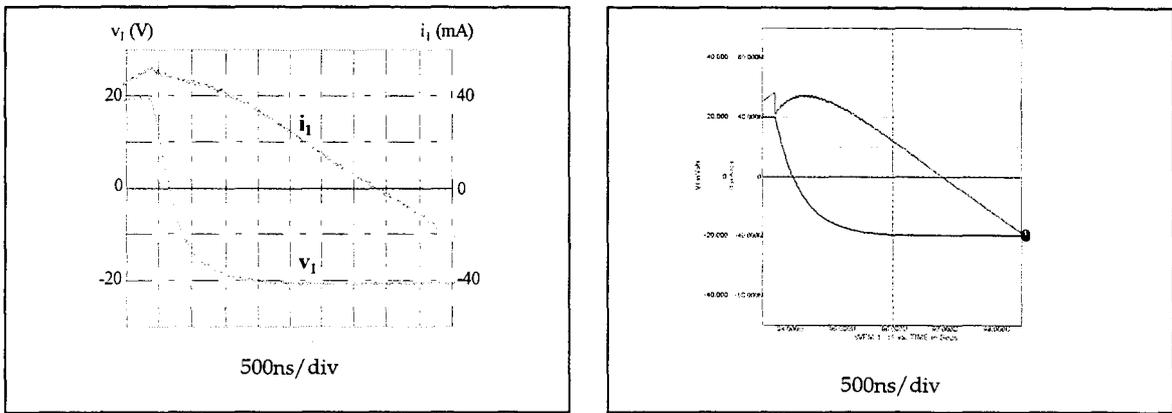
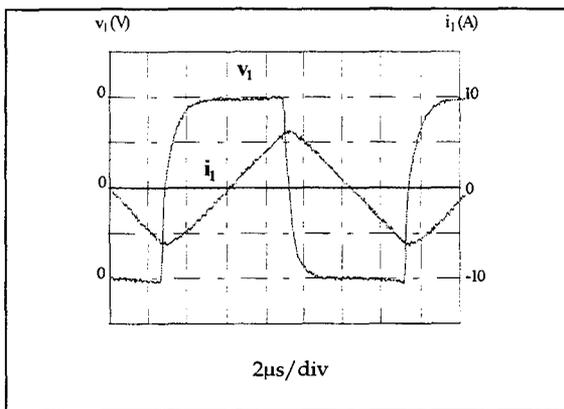


Fig. II.18 : Essai avec primaire à vide pour le transformateur N°3

3. Secondaire en court-circuit

Expérience



Simulations

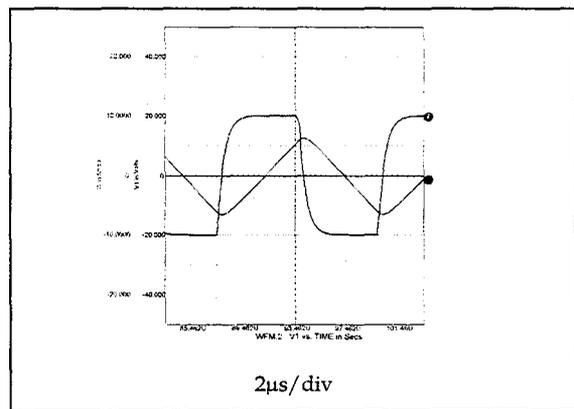


Fig. II.19 : Essai avec secondaire en court-circuit pour le transformateur N°3

Les simulations obtenues avec notre modèle de transformateur fournissent des résultats assez proches de l'expérimentation pour les trois transformateurs. Pour le troisième transformateur, la détermination des capacités reste toutefois plus délicate en ce sens que les oscillations sur le courant i_1 n'apparaissent pas de façon significative (figure II.18). Ainsi, seule la capacité C_2 a pu être déterminée.

3.4 Extraction des paramètres

Nous allons développer dans ce qui suit, la méthode employée pour extraire les paramètres du modèle à partir des différents essais présentés au paragraphe 3.3. L'exemple est donné pour le transformateur N° 1.

- A partir de l'essai en court-circuit, nous obtenons la valeur de l'inductance totale de fuites du transformateur (cf § 3.2.3), soit :

$$\ell_t = \frac{(n-2) \cdot \lambda \cdot V}{\Delta i_1}$$

avec : $n=12$
 $\lambda = 10^{-6}$
 $V=8V$
 $\Delta i_1 = 20A$

ce qui donne $\ell_t = 4\mu H$.

• A partir des essais avec primaire et secondaire à vide, nous pouvons déterminer les valeurs des capacités parasites primaire et secondaire ainsi que la valeur de l'inductance de magnétisation, soit :

- * L' inductance de magnétisation est obtenue grâce à la pente du courant i_1 qui vaut :

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-6}} = 10000 \text{ A/s} \approx \frac{V}{\ell_t + L_\mu} \text{ avec } V=20V \text{ ce qui donne } L_\mu \approx 2\text{mH}$$

- * La valeur de la capacité parasite secondaire C'_2 est calculée à partir du relevé de la fréquence de l'oscillation f_{01} qui apparaît sur la courbe de i_1 , soit :

$$C'_2 = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{01})^2 \cdot L_e} \text{ avec } L_e = \frac{L_\mu \cdot \ell_t}{L_\mu + \ell_t}$$

$$f_{01} \approx 5\text{Mhz} \rightarrow C'_2 \approx 254\text{pF}$$

- * La valeur de la capacité parasite primaire C_1 est déterminée de la même manière que précédemment, en considérant cette fois-ci la fréquence de l'oscillation (f_{02}) qui apparaît sur le graphe de i_1 lorsque le primaire est à vide, soit :

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{02})^2 \cdot \ell_t}$$

$$f_{02} = 5.7\text{Mhz} \rightarrow C_1 = 194\text{pF}$$

Les valeurs obtenues pour les trois transformateurs à l'aide de cette méthode sont indiquées dans le tableau III.

| | Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|----------------------|-------------|-------------|-------------|
| L_μ (mH) | 2 | 3.7 | 1.1 |
| ℓ_t (μH) | 4 | 14 | 8.7 |
| C_1 (pF) | 194 | 410 | --- |
| C'_2 (pF) | 254 | 1300 | 180 |

Tableau III : Valeurs des paramètres

Remarques :

- Les simulations ont montré que la valeur de C_1 avait peu d'influence sur les formes d'ondes en court-circuit et avec secondaire à vide (figure II.20). Cela vient confirmer l'hypothèse formulée lors de l'essai avec l'analyseur d'impédance qui laissait prévoir la prédominance de la capacité C_2 .

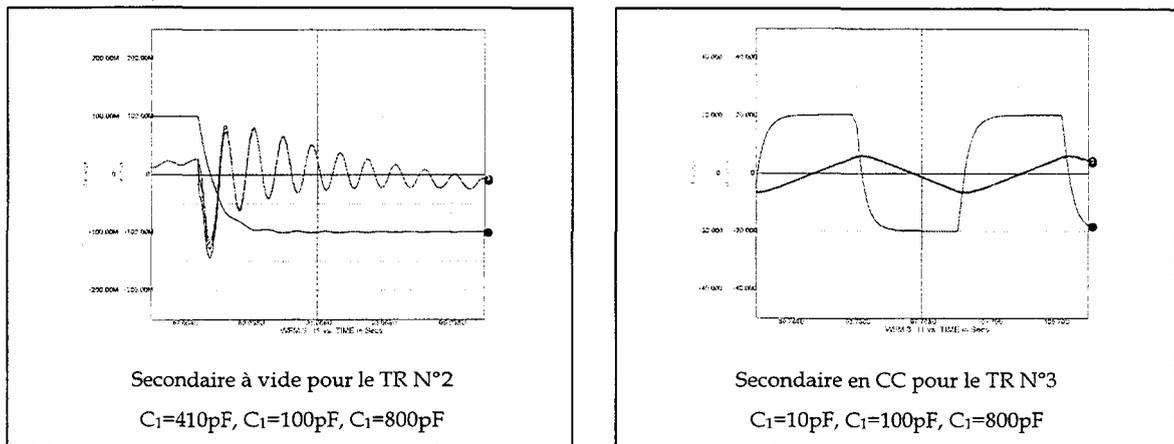


Fig. II.20 : Effet de C_1

3.5 Conclusion

Ces essais ont permis de déterminer la valeur des éléments du modèle de transformateur avec une assez bonne précision. Le niveau de puissance utilisé est nettement supérieur à celui utilisé pour l'analyseur et les résultats n'offrent pas de grandes disparités. L'inconvénient majeur reste la détermination des faibles valeurs des capacités parasites comme on l'a vu pour le transformateur N°3.

4. ETUDE AU SEIN D' UN CONVERTISSEUR

4.1 Alimentation forward asymétrique

Le choix du type de convertisseur dans lequel vont être insérés les transformateurs est limité par la structure même des transformateurs qui ne possèdent ni entrefer ni enroulement auxiliaire. L'utilisation de structures utilisant les enroulements du transformateur comme éléments de stockage d'énergie (alimentation flyback) ainsi que les convertisseurs à démagnétisation par enroulement auxiliaire (forward classique) est dans ce cas impossible. Plusieurs structures pourraient intégrer les transformateurs étudiés mais notre choix s'est porté sur une alimentation forward asymétrique. Ce convertisseur, par rapport à l'alimentation forward classique, n'utilise pas d'enroulement de démagnétisation. La magnétisation et la démagnétisation s'effectuent par l'intermédiaire du pont situé à l'entrée qui impose alors de travailler avec un rapport cyclique inférieur ou égal à 0,5 (figure II.21).

4.1.1 Principe et fonctionnement

Le schéma de l'alimentation est donné à la figure II.21. Si on considère tous les composants idéaux, trois phases distinctes apparaissent au niveau du transformateur lors d'une période de fonctionnement. La première correspond à la magnétisation du transformateur (transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie), la seconde à la démagnétisation (phase de roue libre) et la troisième à une phase de temps mort (tous les interrupteurs du pont sont bloqués).

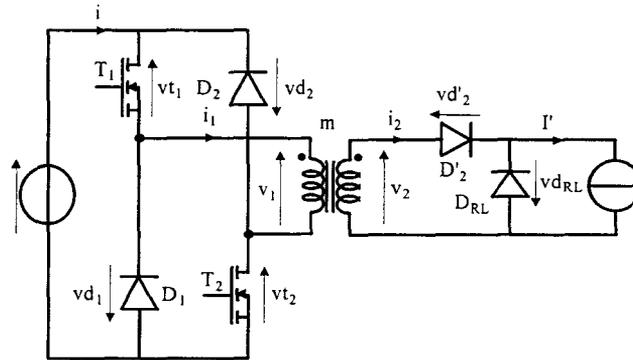


Fig. II.21 : Alimentation forward asymétrique

La figure II.22 illustre le fonctionnement du convertisseur dans le cas idéal où seules les deux premières phases interviennent. Le courant primaire i_1 représente la somme du courant magnétisant i_μ et du courant secondaire ramené au primaire.

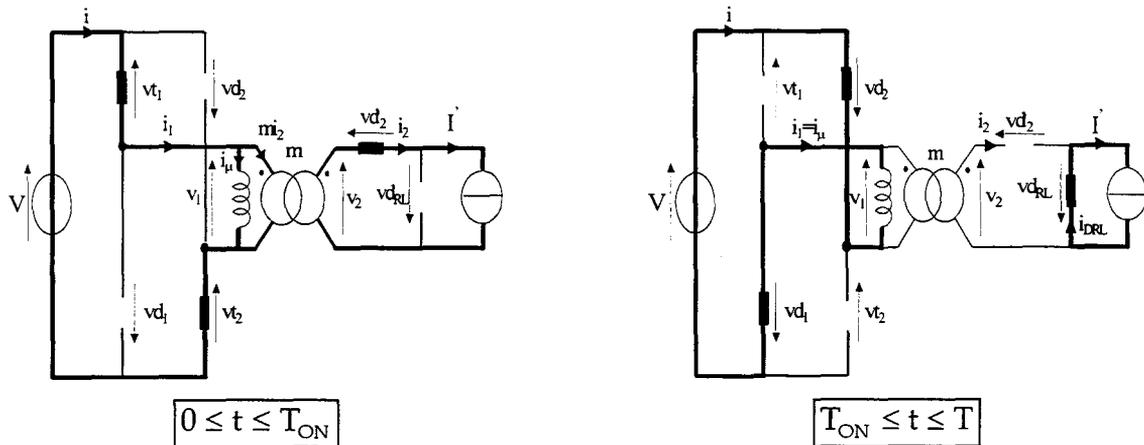


Fig. II.22 : Phases de fonctionnement

- **1^{ère} phase** : intervalle de temps T_{ON}

Les interrupteurs T_1 , T_2 et D'_2 sont passants et les grandeurs représentatives du montage évoluent de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 v_{t1} &= v_{t2} = 0 \\
 v_1 &= V ; -v_{d_{RL}} = m \cdot V \\
 i_\mu &= \frac{V}{L_\mu} \cdot t ; i_1 = i_\mu + m \cdot I' ; i_2 = I'
 \end{aligned}$$

- 2^{ème} phase : intervalle de temps T_{OFF}

Les diodes D_1 et D_2 assurent la démagnétisation et D_{RL} reprend le courant de charge I' . On obtient alors :

$$vt_1 = vt_2 = V$$

$$v_1 = -V ; -v_{DRL} = 0$$

$$i_\mu = -\frac{V}{L_\mu} \cdot (t - T_{ON})$$

$$i_1 = -\frac{V}{L_\mu} \cdot (t - T_{ON}) + i_1(T_{ON}) ; i_2 = 0 ; i_{DRL} = I'$$

4.1.2 Formes d'ondes

Les formes d'ondes dans le cas où $T_{ON} = T_{OFF}$ sont données sur la figure II.23 :

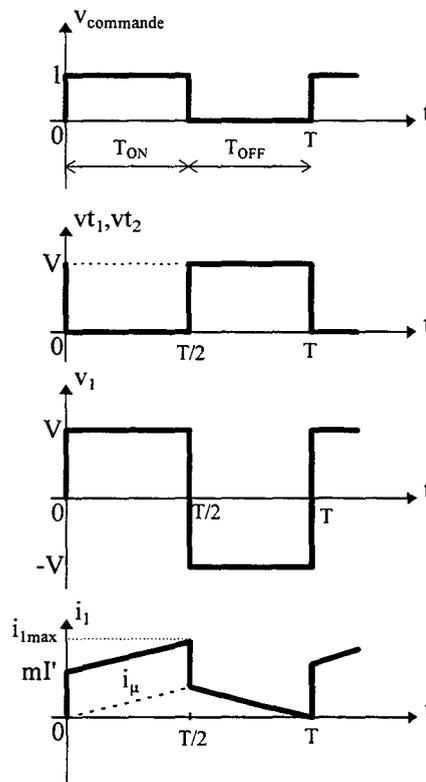


Fig. II.23 : Formes d'ondes du forward asymétrique

4.2 Calcul des paramètres

Les valeurs des paramètres sont obtenues à partir de l'analyse des formes d'ondes de la tension et du courant absorbés par le transformateur lors de la commutation à la fermeture des interrupteurs commandés. Les essais ont été effectués dans les conditions suivantes :

| Transformateur | V (V) | I' (A) | fréquence (KHz) |
|----------------|-------|--------|-----------------|
| N°1 | 100 | 6 | 40 |
| N°2 | 150 | 8 | 40 |
| N°3 | 150 | 7 | 80 |

La modélisation utilisée pour le convertisseur est représentée à la figure II.24 où ℓ représente l'inductance globale de câblage que nous localisons à l'entrée du convertisseur. Les formes d'ondes expérimentales obtenues avec le transformateur N°2 sont également indiquées. Le choix de ce transformateur est justifié par le fait que les formes d'ondes obtenues avec celui-ci offrent une nette séparation des différentes phases qui apparaissent lors de la commutation à la fermeture.

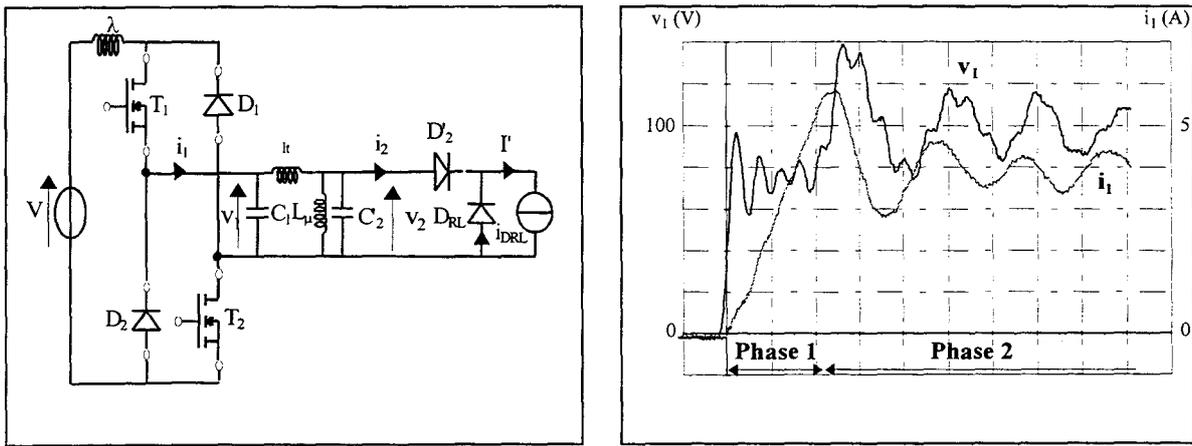


Fig. II.24 : Modélisation complète du convertisseur et formes d'ondes de v_1 et i_1

Si on considère les interrupteurs comme parfaits, la commutation à la fermeture peut se décomposer en deux phases. Les conditions initiales sont nulles pour v_1 et i_1 .

• **1^{ère} Phase :**

L'amorçage de T_1 et T_2 provoque la mise en conduction de la diode D'_2 . La présence des inductances ℓ et ℓ_t va faire apparaître une phase d'empiètement des diodes D'_2 et D_{RL} . Le schéma équivalent pendant cette phase est donné à la figure II.25.

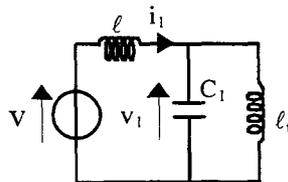


Fig. II.25 : Schéma équivalent pendant la phase 1

On trouve alors :

$$\begin{cases} V = \ell \frac{di_1}{dt} + v_1 \\ i_1 = C_1 \frac{dv_1}{dt} + i\ell_t \\ \ell_t \frac{dv_1}{dt} = v_1 \end{cases}$$

ce qui donne :

$$\ell_e C_1 \frac{d^2 v_1}{dt^2} + v_1 = \frac{V \ell_t}{\ell + \ell_t} \text{ avec } \ell_e = \frac{\ell \cdot \ell_t}{\ell + \ell_t}$$

La résolution de cette équation fournit les expressions de v_1 et i_1 lors de la 1^{ère} phase de la commutation :

$$\begin{cases} v_1(t) = \frac{V \cdot \ell_t}{\ell + \ell_t} + V_1 \cos \omega_0 t + V_2 \sin \omega_0 t \\ i_1(t) = i\ell_t(t) + C_1 [V_2 \omega_0 \cos \omega_0 t - V_1 \omega_0 \sin \omega_0 t] \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\ell_e C_1}} \\ i\ell_t(t) = \frac{1}{\ell_t} \left[\frac{V \cdot \ell_t}{\ell + \ell_t} t + \frac{V_1}{\omega_0} \sin \omega_0 t - \frac{V_2}{\omega_0} \cos \omega_0 t \right] \\ v_1(0) = 0 = \frac{V \cdot \ell_t}{\ell + \ell_t} + V_1 \\ i_1(0) = 0 = C_1 V_2 \omega_0 - \frac{V_1}{\ell_t \omega_0} \text{ soit } \begin{cases} V_1 = \frac{V \cdot \ell_t}{\ell + \ell_t} \\ V_2 = 0 \end{cases} \\ i\ell_t(0) = 0 = \frac{V_2}{\ell_t \omega_0} \end{cases}$$

Nous obtenons alors les évolutions du courant et de la tension :

$$\begin{cases} v_1(t) = \frac{V \cdot \ell_t}{\ell + \ell_t} (1 - \cos \omega_0 t) \\ i_1(t) = \frac{V}{\ell + \ell_t} - \frac{V \ell_t}{\ell_t \omega_0 (\ell + \ell_t)} \sin \omega_0 t + \frac{V C_1 \cdot \omega_0 \cdot \ell_t}{\ell + \ell_t} \sin \omega_0 t \end{cases}$$

Ainsi, pendant cette phase, on peut distinguer :

- le courant i_1 est la superposition d'une droite croissante et d'une onde à la pulsation ω_0 .
- la tension v_1 est la superposition d'un palier de valeur constante et d'une oscillation de pulsation ω_0 .

On détermine alors la valeur des paramètres du modèle :

- la pente de i_1 donne : $\ell + \ell_t$
- la valeur finale de v_1 fournit : ℓ_t puis ℓ
- la pulsation détermine : $C_1 = \frac{1}{\ell_e (2\pi f_0)^2}$

• **2^{ème} Phase :**

Lorsque le courant i_2 atteint la valeur I' , la diode D_{RL} se bloque et le nouveau schéma équivalent est donné à la figure II.26.

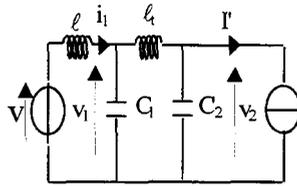


Fig. II.26 : Schéma équivalent pendant la phase 2

La mise en équation de ce schéma n'est pas aisée à première vue. Afin de simplifier l'étude, nous allons montrer que l'on peut négliger l'effet de la capacité C_1 . En effet, cette capacité associée à l'inductance de câblage l provoque une oscillation à une fréquence suffisamment élevée pour qu'elle ne perturbe pas les phénomènes qui apparaissent. Afin de justifier notre propos, nous présentons à la figure II.27, des relevés effectués sur un prototype lorsque l'on ajoute en parallèle sur le primaire du transformateur, une capacité extérieure.

A la vue de ces relevés expérimentaux, on peut remarquer que la valeur de C_1 influe peu sur la valeur de la fréquence de l'oscillation de la phase 2. Cela vient conforter l'hypothèse formulée lors des deux premiers essais où l'on prévoyait que l'effet de la capacité primaire serait négligeable devant celui de la capacité secondaire.

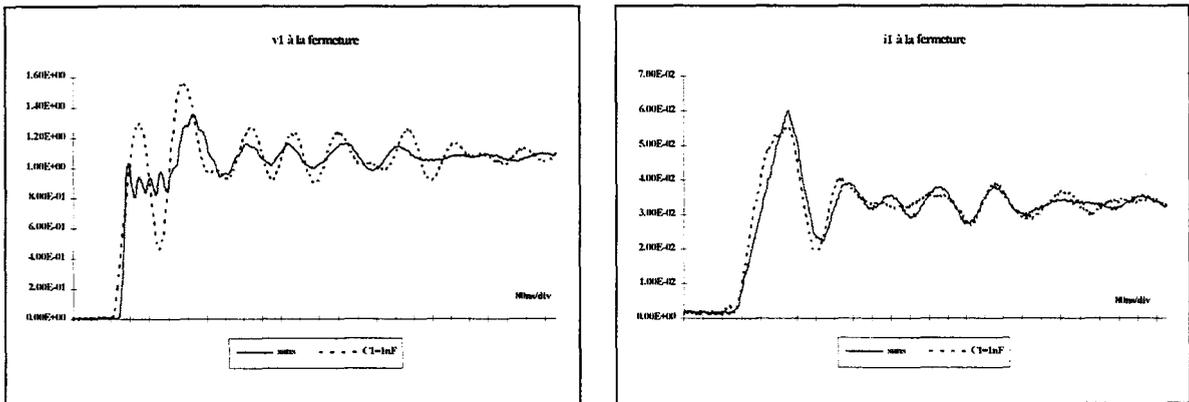


Fig. II.27 : Influence de C_1 lors de la phase 2

L'équation du circuit s'écrit alors :

$$\begin{cases} V = (\ell + \ell_t) \frac{di_1}{dt} + v_{c_2} \\ i_1 = I' + C_2 \frac{dv_{c_2}}{dt} \end{cases} \quad \text{soit} \quad V = (\ell + \ell_t) C_2 \frac{d^2 v_{c_2}}{dt^2} + v_{c_2}$$

Les conditions initiales sont : $\begin{cases} v_{c_2}(0) = 0 \\ i_1(0) = i_1(t_1) \end{cases}$

Les équations de v_{c_2} et i_1 s'écrivent alors :

$$\begin{cases} v_{c_2}' = V(1 - \cos \omega_0' t) + \frac{i_1(t_1) - I'}{\omega_0'} \sin \omega_0' t \\ i_1 = I' - V \omega_0' \sin \omega_0' t - (i_1(t_1) - I') \cos \omega_0' t \end{cases} \quad \text{avec} \quad \omega_0' = \frac{1}{\sqrt{(\ell + \ell_t)C_2}}$$

On en déduit l'expression de v_1 :

$$v_1 = \ell_t \frac{di_1}{dt} + v_{c_2}' = (i_1(t_1) - I') \sin \omega_0' t \cdot \left(\ell_t \omega_0'^2 - \frac{1}{\omega_0'} \right) + V(1 - \cos \omega_0' t - \ell_t \omega_0'^2 \cos \omega_0' t)$$

La fréquence de l'ondulation qui apparaît sur les graphes de v_1 et i_1 permet donc de déterminer la valeur de la capacité C_2 , soit : $C_2 = \frac{1}{(\ell + \ell_t) \cdot (2\pi f_0')^2}$

• **3^{ème} Phase :**

Lorsque les oscillations sont amorties, seuls les éléments inductifs interviennent. le schéma équivalent est celui de la figure II.28.

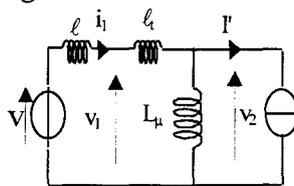


Fig. II.28 : Schéma équivalent pendant la phase 3

$$V = (\ell + \ell_t + L_\mu) \frac{di_1^1}{dt} \approx L_\mu \frac{di_1^1}{dt}$$

La valeur de L_μ se déduit de la pente du courant i_1 pendant cette phase.

4.3 Extraction des paramètres

Nous détaillons ci-dessous la procédure à suivre pour extraire l'ensemble des paramètres du modèle lors de cet essai. Les résultats sont donnés pour le transformateur N°3.

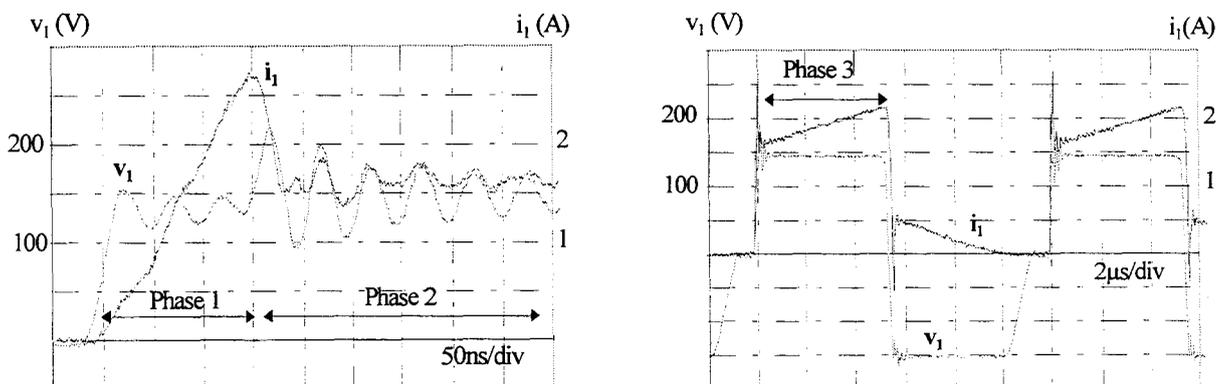


Fig. II.29 : Formes d'ondes de v_1 et i_1

Durant la phase 1 :

- La pente du courant i_1 est donnée par :

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V}{\ell + \ell_t} \text{ d'où la valeur de la somme } \ell + \ell_t = \frac{V}{di_1/dt} = \frac{150}{2/100 \cdot 10^{-9}} = 7.5 \mu\text{H}$$

- Le palier de tension autour duquel oscille la tension v_1 vaut :

$$\frac{V \cdot \ell_t}{\ell + \ell_t} \text{ d'où la valeur de } \ell_t \text{ donc de } \ell$$

$$\ell_t = \frac{(\ell + \ell_t) \cdot \text{palier}}{V} = \frac{7.5 \cdot 10^{-6} \cdot 125}{150} = 6.25 \mu\text{H} \text{ d'où } \ell = 1.25 \mu\text{H}$$

- La pulsation de l'oscillation est :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_e \cdot C_1}} \text{ avec } L_e = \frac{\ell_t \cdot L_\mu}{\ell_t + L_\mu} \text{ d'où la valeur de } C_1 \text{ après avoir déterminé la valeur de } L_\mu \text{ lors de la phase 2.}$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = 2\pi \cdot 20 \cdot 10^6 \text{ d'où } C_1 \approx 10 \text{ pF}$$

Durant la phase 2 :

- L'oscillation parasite fournit :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(\ell + \ell_t) \cdot C_2}} \text{ d'où la valeur de } C_2'$$

$$f_0 \approx 18 \text{ MHz soit } C_2' \approx 10 \text{ pF}$$

Durant la phase 3 :

- La pente du courant i_1 donne :

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V}{L_\mu} \text{ d'où la valeur de } L_\mu$$

$$L_\mu = \frac{V}{di_1/dt} = \frac{150}{0.5/3.5 \cdot 10^{-6}} = 1 \text{ mH}$$

Les valeurs obtenues avec cet essai sont présentées dans le tableau V.

| | Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|----------------------------|-------------|-------------|-------------|
| L_μ (mH) | 2 | 4 | 1 |
| ℓ_t (μH) | 3 | 13 | 7 |
| C_1 (pF) | 85 | 127 | 10 |
| C_2' (pF) | 226 | 1345 | 10 |

Tableau V : Valeurs des paramètres

4.4 Simulations

La simulation de l'alimentation forward asymétrique a été réalisée avec deux logiciels SUCCESS et SPICE.

- Le premier modélise les transistors par des résistances binaires pour la commutation à la fermeture. A l'ouverture des transistors, des capacités parasites de valeur fixe sont ajoutées à leurs bornes. Leurs valeurs sont ajustées de façon à valider l'expérimentation. Par contre à l'ouverture comme à la fermeture, l'inductance parasite globale ℓ du convertisseur reste la même. Cette méthode qui peut paraître simpliste au préalable, n'est utilisée que pour valider une modélisation. Nous verrons dans la suite de ce mémoire une approche plus fine pour la détermination de la valeur des capacités parasites des interrupteurs commandés.

- Le logiciel SPICE permet de prendre en compte les éléments parasites des interrupteurs. Le modèle du transistor MOS IRF350 est utilisé pour les transistors et celui de la MUR3060 pour les quatre diodes. L'inductance parasite localisée du convertisseur est alors réduite puisqu'une partie de l'inductance parasite globale est comprise dans les modèles d'interrupteurs.

Les figures II.30 à II.35 représentent les relevés expérimentaux et de simulation pour les deux commutations qui concernent les trois transformateurs.

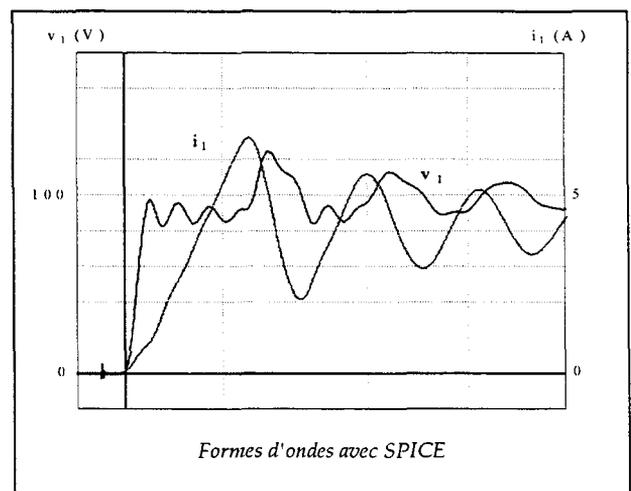
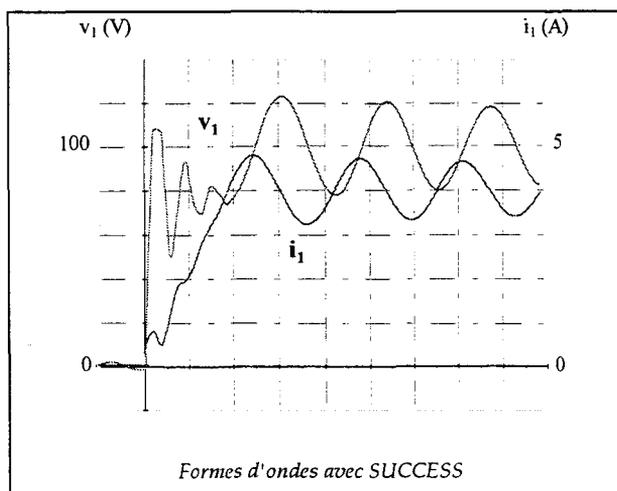
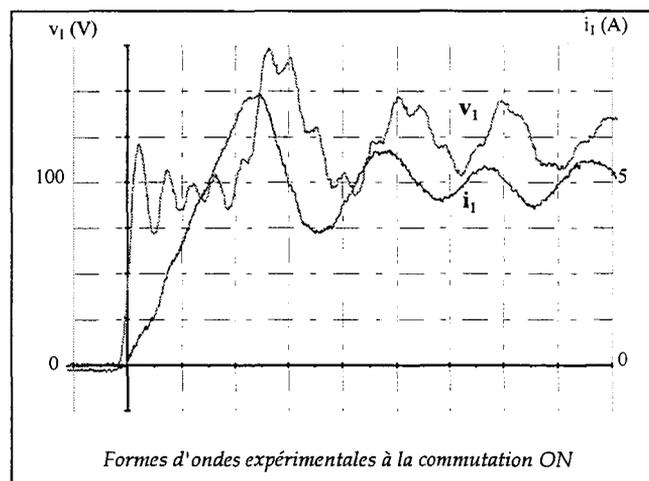


Fig. II.30 : Relevés expérimentaux et de simulation à la commutation ON pour le transformateur N°1 (100ns/div)

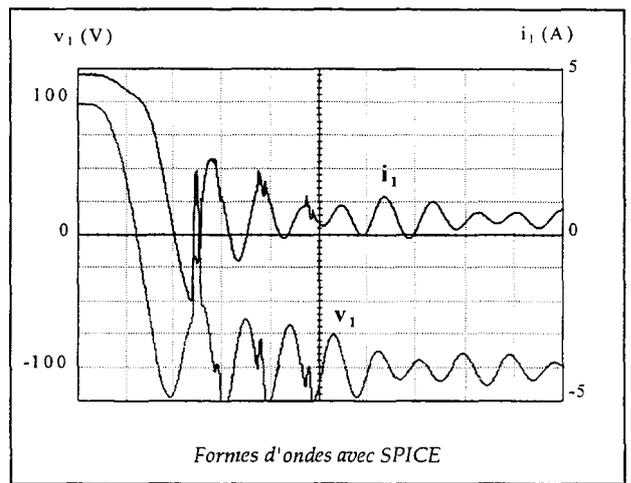
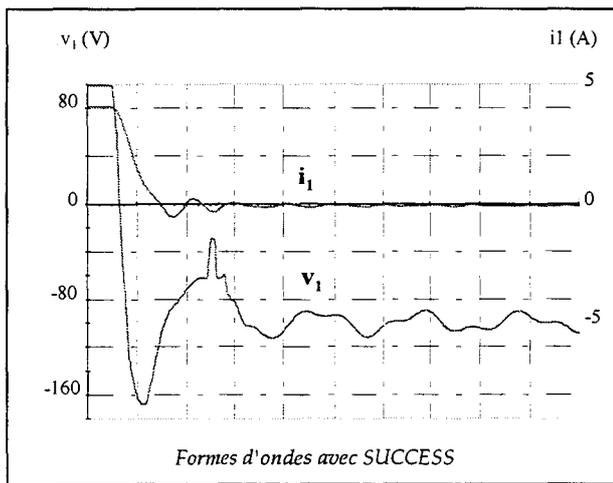
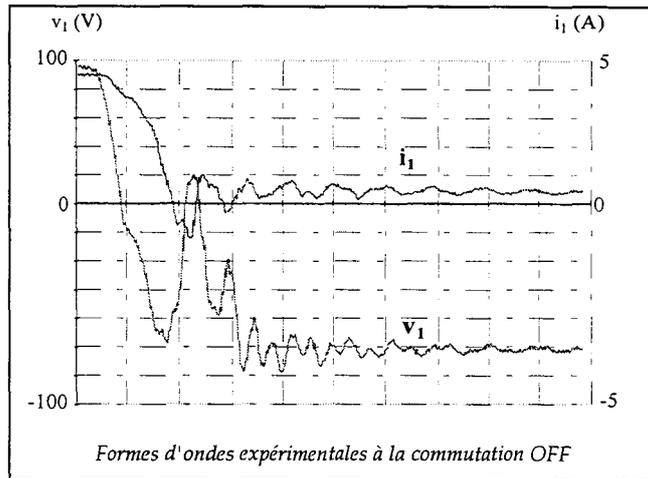


Fig. II.31 : Relevés expérimentaux et de simulation à la commutation OFF pour le transformateur N°1 (200ns/div)

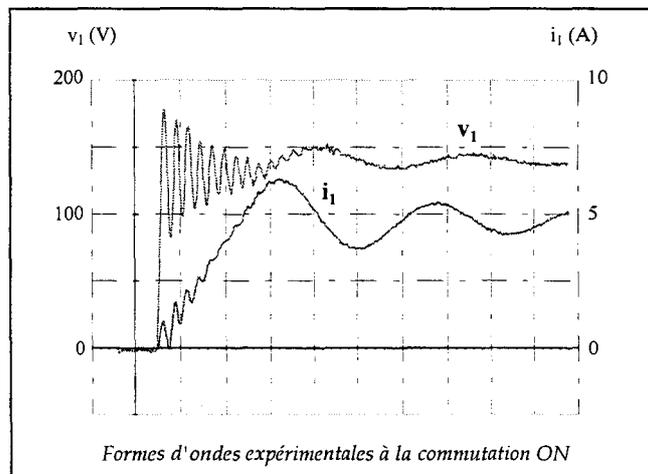


Fig. II.32 a: Relevés expérimentaux à la commutation ON pour le transformateur N°2 (250ns/div)

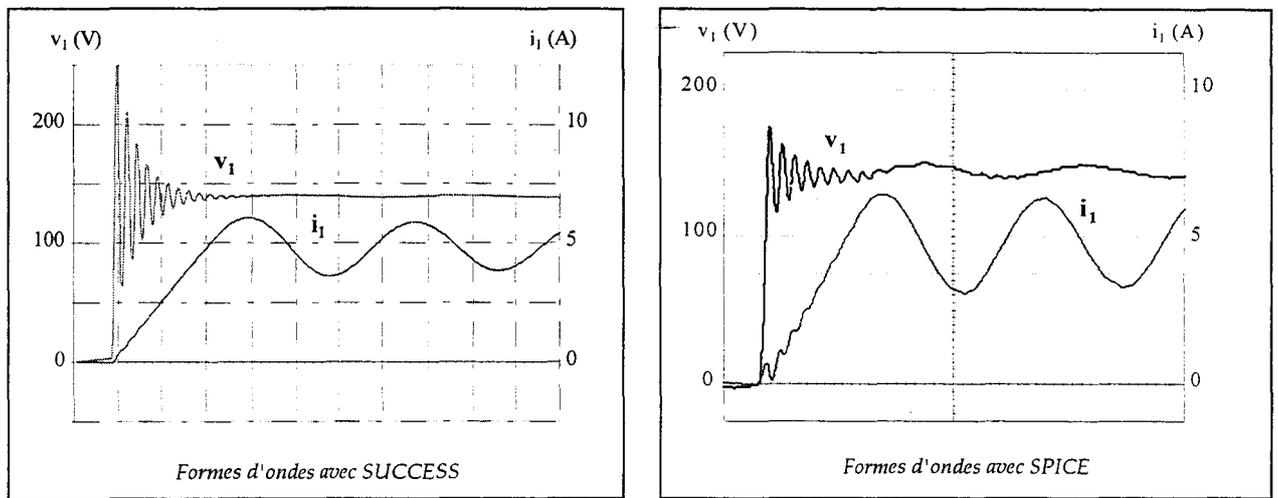


Fig. II.32 b: Relevés de simulation à la commutation ON pour le transformateur N°2 (250ns/div)

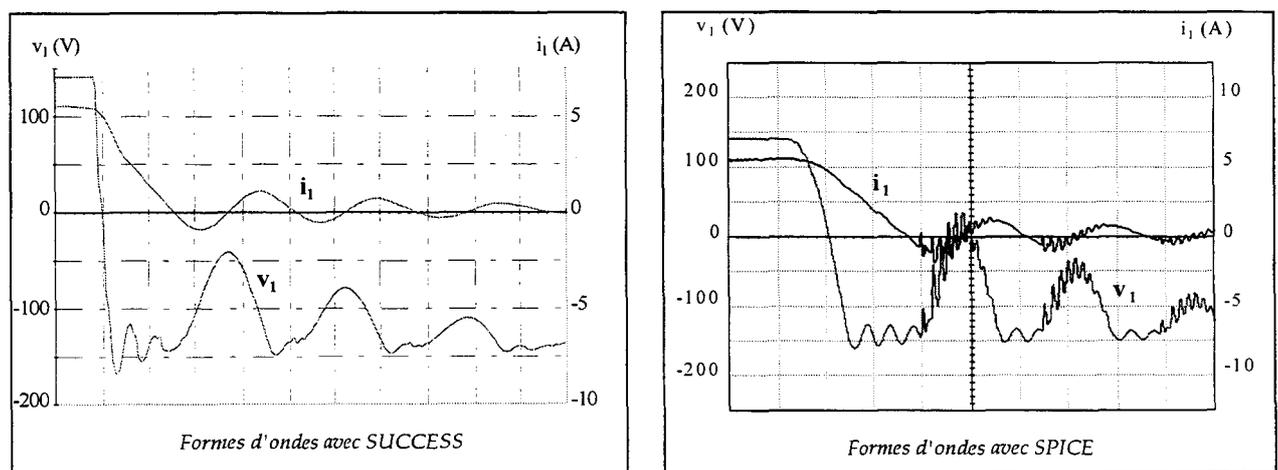
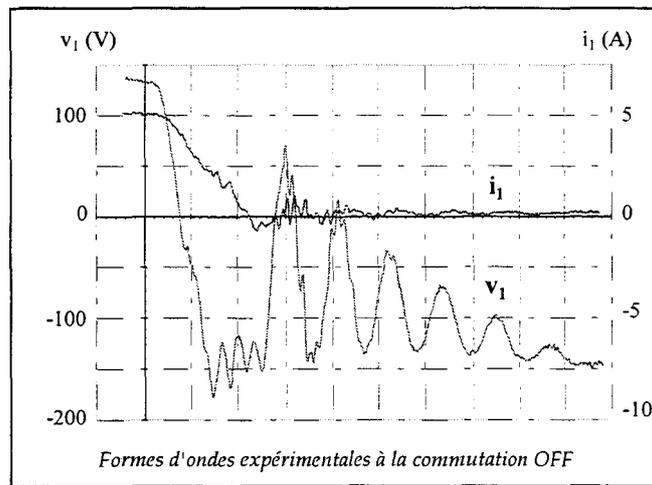


Fig. II.33 : Relevés expérimentaux et de simulation à la commutation OFF pour le transformateur N°2 (250ns/div)

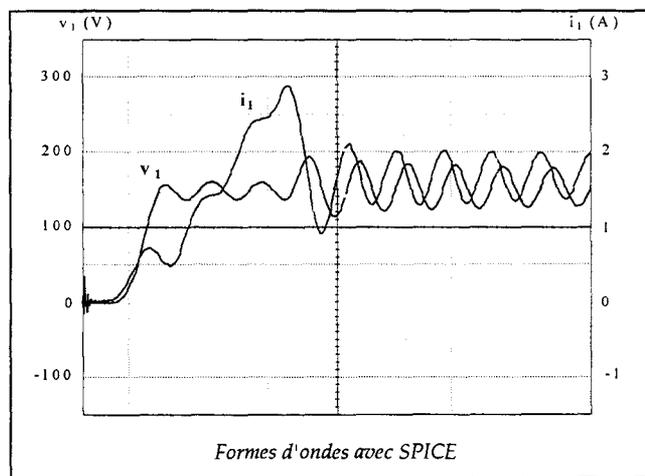
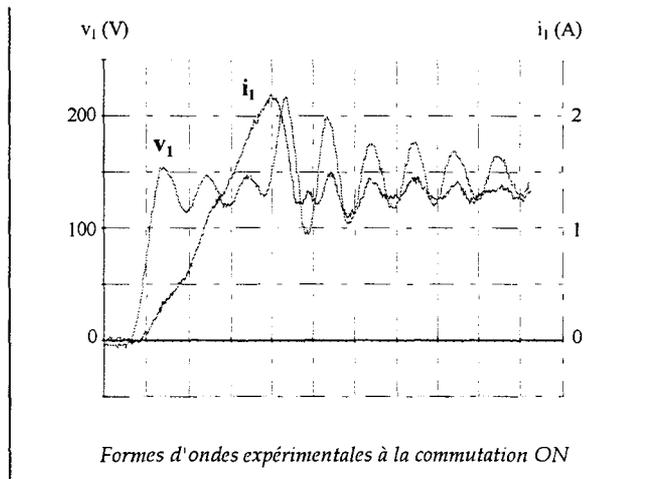


Fig. II.34 : Relevés expérimentaux et de simulation à la commutation ON pour le transformateur N°3 (50ns/div)

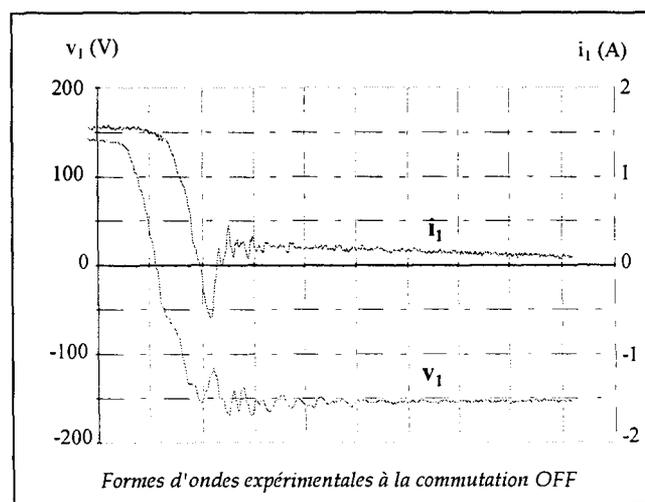


Fig. II.35 a: Relevés expérimentaux à la commutation OFF pour le transformateur N°3 (200ns/div)

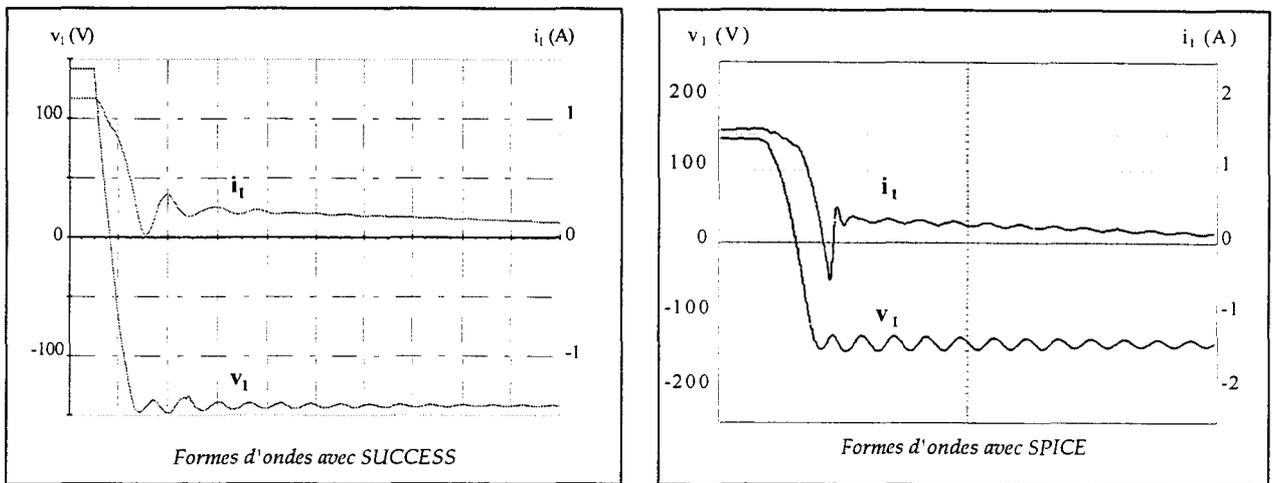


Fig. II.35 b: Relevés de simulation à la commutation OFF pour le transformateur N°3 (200ns/div)

Les résultats de simulation pour la commutation ON sont tout à fait satisfaisants ; ceci est normal puisque les paramètres du modèle ont été identifiés à partir des relevés expérimentaux. Ce sont les simulations correspondant à la commutation OFF qui permettent de juger de la validité du modèle. Pour les transformateurs N°1 et N°3, les deux logiciels donnent avec le même schéma équivalent du transformateur des résultats concordant avec les relevés expérimentaux, validant ainsi la séparation entre éléments parasites internes et externes au transformateur. Seul le courant de recouvrement inverse des diodes n'apparaît pas sur les simulations avec SUCCESS.

Pour le transformateur N°2, les résultats obtenus lors de la simulation sont moins satisfaisants (figure II.33). Les différences observées sont apparemment provoquées par la valeur fixe de la capacité ajoutée aux bornes des transistors pour la simulation avec SUCCESS et par le modèle de l'IRF350 utilisé pour SPICE. L'amélioration des simulations nécessite la prise en compte de capacités parasites variables aux bornes des transistors pour SUCCESS et l'utilisation d'un modèle de transistor plus adéquat pour SPICE.

4.5 Critères d'amélioration des simulations

4.5.1 Avec SPICE

4.5.1.1 Présentation des modèles

Ce type de logiciel utilise des modèles d'interrupteurs assez fins basés sur les lois de la physique des semi-conducteurs. Chaque modèle peut présenter différents niveaux de représentation. Dans la version que nous utilisons, ISPIICE 4.0 d'INTUSOFT, il existe trois niveaux de modélisation pour le transistor MOS. Les versions les plus récentes de ce logiciel offrent la possibilité d'utiliser sept niveaux différents.

- Modèle de transistor de niveau 1 :

Celui-ci est fondé sur de nombreuses approximations et simplifications effectuées sur les équations théoriques au détriment de la précision. L'utilisation de ce modèle nécessite généralement la connaissance de cinq paramètres électriques relatifs au composant.

- Modèle de transistor de niveau 2 :

Celui-ci tient compte de la chute de tension canal-substrat qui varie le long du canal. Le modèle obtenu est alors plus fin que le niveau 1 mais nécessite un temps de calcul plus important. Il peut également exister de nombreux problèmes de convergence.

- Modèle de transistor de niveau 3 :

Ce dernier est bien adapté pour la simulation des transistors MOS à canal court. Il permet un gain en temps de calcul d'environ 25% par rapport au modèle de niveau 2 et évite les problèmes de convergence. Les simulations qui en résultent sont plus précises mais la détermination de certains paramètres est plus compliquée.

Cependant il est important de remarquer à ce niveau de développement que les modèles fournis dans SPICE sont conçus initialement pour des composants soumis à de faibles signaux. Leur utilisation pour de forts signaux est issue d'une simple adaptation de ce modèle, ce qui peut expliquer une partie des différences observées.

4.5.1.2 Description du modèle du transistor IRF350

La figure II.36 représente le macro-modèle de l'IRF350. Ce schéma est, au niveau du logiciel, traduit sous la forme d'une liste d'instructions. Chaque partie du modèle est repérée par des noeuds d'entrée et de sortie ainsi que par une étiquette. La valeur des paramètres est donnée directement sous la forme d'une valeur numérique ou par l'attribution d'un nom (DMOS,SW,...) qui renvoie à un sous-modèle existant dans la librairie du logiciel. Ces sous-modèles sont caractérisés par plusieurs paramètres que l'on peut ajuster en fonction du composant que l'on utilise et des données constructeur. Il est à noter que l'utilisateur, vu de l'extérieur, ne dispose en réalité que des trois électrodes de connexion G, D et S correspondant à la grille, au drain et à la source du transistor MOS.

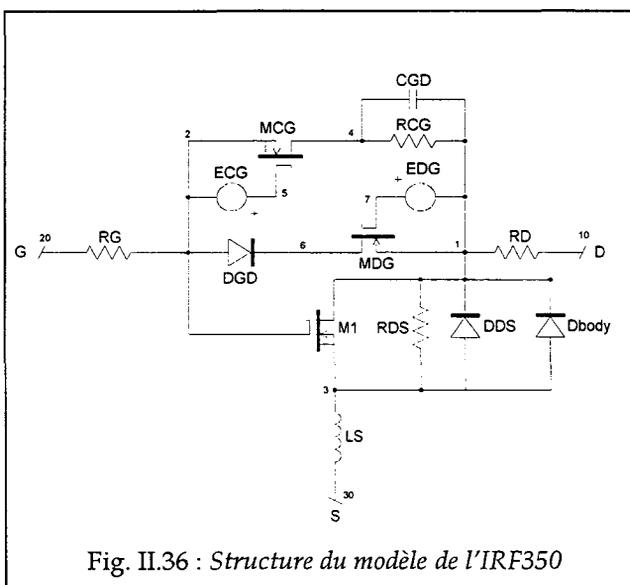


Fig. II.36 : Structure du modèle de l'IRF350

```

SUBCKT IRF350 10 20 30
TERMINALS: D G S

M1 1 2 3 3 DMOS L=1U W=1U
RG 20 2 13.6
RD 10 1 .141
RDS 1 3 1.61MEG
CGD 4 1 1.18N
RCG 4 1 10MEG
MCG 4 5 2 2 SW L=1U W=1U
ECG 5 2 2 1 1
DGD 2 6 DCGD
MDG 6 7 1 1 SW L=1U W=1U
EDG 7 1 1 2 1
DDS 3 1 DSUB
LS 30 3 7.5N
    
```

Description des sous-modèles

- MODEL DMOS : NMOS (LEVEL=3 VMAX=16.1MEG THETA=67.7M VTO=3+ KP=7.7 RS=8.5M IS=226F CGSO=2.75M)
- MODEL SW : NMOS (LEVEL=3 VTO=0 KP=.365)
- MODEL DCGD : D (CJO=1.18N M=.5 VJ=.41)
- MODEL DSUB : D (IS=226F RS=0 VJ=.8 M=.2 CJO=4.50N TT=1.44U)

Ce modèle est équivalent au modèle comportemental classique constitué de trois capacités inter-électrodes et d'une source de courant commandée [38] (figure II.37).

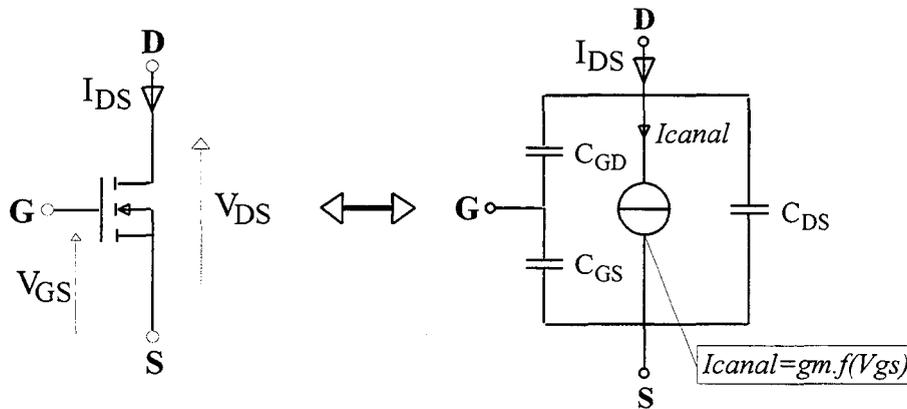


Fig. II.37 : Modèle comportemental du MOS

Nous allons présenter, sans trop les détailler, les équivalences entre chaque représentation de manière à connaître les paramètres sur lesquels nous allons pouvoir influencer (figure II.38).

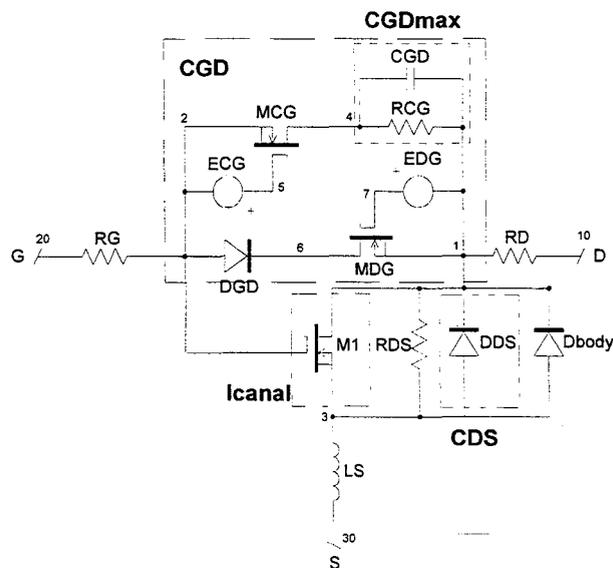


Fig. II.38 : Equivalences entre les modèles

- C_{GD} et C_{DS} :

La modélisation des capacités inter-électrodes C_{GD} et C_{DS} est réalisée en utilisant la capacité de jonction d'une diode polarisée en inverse (D_{GD} et D_{DS}). La loi d'évolution de ces capacités est la suivante :

$$C_D = C_{J0} \cdot \left(1 - \frac{V_D}{V_J}\right)^{-M}$$

- C_{J0} : Capacité de jonction à polarisation nulle.
- V_J : Potentiel de jonction.
- M : Coefficient de graduation.
- V_D : Tension directe aux bornes de la diode.

Les trois paramètres C_{J0} , V_J et M vont permettre d'ajuster l'évolution des capacités non-linéaires de C_{DS} et C_{GD} . La valeur maximale de C_{GD} , C_{GDmax} , est fixée par une capacité de valeur constante. Le basculement entre C_{GD} et C_{GDmax} s'effectue par le biais des commandes des transistors M_{CG} et M_{DG} .

- Représentation du canal :

Le principe de modélisation du canal de conduction consiste à utiliser un modèle de transistor MOS de niveau 3 qui n'occasionne pas de temps de calcul contraignant.

- La diode parasite de structure :

Celle-ci est prise en compte par l'insertion dans le modèle d'une diode que l'on nomme D_{BODY} .

Les autres composants du modèle R_D , R_G et L_S représentent respectivement la résistance du drain et de la grille et l'inductance parasite de la source. La résistance R_{DS} possède une valeur très élevée et n'a pas, a priori, de signification physique. Elle constitue à l'évidence une solution à un problème de divergence lors de la simulation. La valeur de la capacité C_{GS} est, quant à elle, considérée comme constante.

4.5.1.3 Amélioration du modèle

La principale différence qui existe entre les relevés expérimentaux et les simulations obtenues avec SPICE survient au niveau de la fréquence et de l'amortissement de l'oscillation qui apparaît lors de la phase 2 du blocage des interrupteurs. En ajustant les paramètres du modèle représentant C_{DS} , on obtient une évolution plus proche de l'expérimentation (figure II.39).

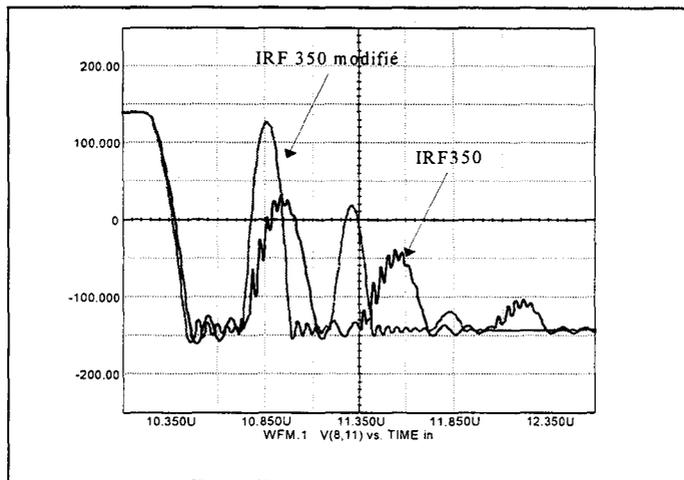


Fig. II.39 : Amélioration du modèle

Les paramètres utilisés pour représenter l'évolution de C_{DS} ont alors les valeurs suivantes : $C_{j0} = 1.53\text{nF}$; $M = 0.5$; $V_j = 1.8$.

4.5.1.4 Effet de R_{DS}

La résistance Drain-Source peut s'écrire comme étant la somme de la résistance du canal et de la région drift : $R_{DS} = R_{\text{Canal}} + R_{\text{Drift}}$.

Cette résistance joue un rôle important dans l'amortissement des oscillations qui apparaissent à la fin des commutations. En première approximation on peut écrire que la résistance R_{DSon} équivaut à :

$R_{DSon} \# R_{\text{canal}}$ pour de faibles tensions

$R_{DSon} \# R_{\text{drift}}$ pour de fortes tensions

De plus R_{drift} est à peu près proportionnelle à $V^{2.5}$ dans le cas de l'application de fortes tensions [39]. Elle présente donc un caractère non-linéaire qui n'est pas toujours pris en compte dans les modèles. Cela s'explique sans doute par le fait qu'il n'est pas aisé de modéliser ce phénomène. Pour notre part, cette non linéarité n'est pas prise en compte et explique pourquoi on ne retrouve pas la décroissance exponentielle de la tension v_1 lors des simulations.

4.5.2 Avec SUCCESS

Le logiciel SUCCESS réalise la fonction interrupteur à l'aide de résistances soit faibles dans le cas de la conduction, soit élevées dans le cas du blocage. Les premières simulations (figures II.30 à II.35) ont été réalisées à l'aide d'un interrupteur parfait associé à une capacité parasite de valeur fixe. L'amélioration des modèles passe par la prise en compte d'une capacité parasite des interrupteurs commandés qui évolue de façon non-linéaire selon la loi :

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{\sqrt{1 + \frac{v_t}{V_0}}}$$

- γ_0 : Capacité de jonction à polarisation nulle
- V_0 : Potentiel de jonction
- v_t : Tension aux bornes du transistor

Les résultats de simulation sont donnés à la figure II.40 et montrent une meilleure concordance avec l'expérience.

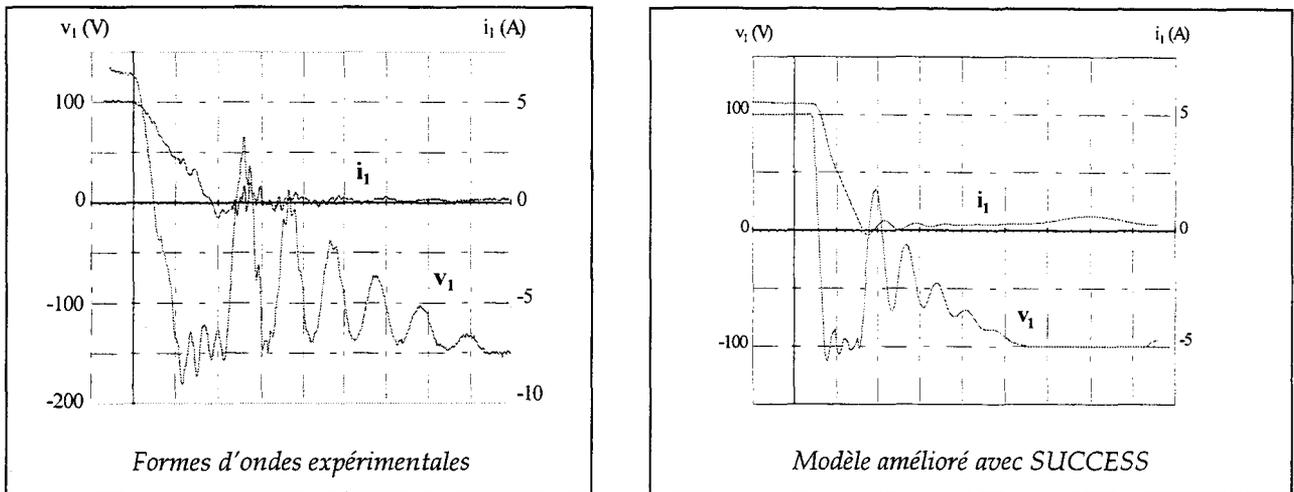


Fig. II.40 : Amélioration de la simulation avec SUCCESS

Il est à noter que dans ce cas, l'amortissement de la tension apparaît lors de la phase 2. Cela a été rendu possible par la prise en compte de la variation de R_{DS} lors de la phase de blocage. Nous avons inséré durant cette phase, une résistance plus faible (et constante) que celle utilisée dans le modèle parfait. Cela reste néanmoins très approximatif mais a le mérite de mettre en évidence que la résistance Drain-Source du transistor MOS évolue en fonction de V_{DS} et introduit des amortissements parfois bien utiles lorsque l'on utilise un nombre élevé d'éléments parasites.

4.6 Conclusion

L'identification des paramètres du modèle de transformateur a été réalisée à partir de l'étude des formes d'ondes aux bornes du transformateur lors de la commutation à la fermeture des transistors MOS. Les valeurs obtenues restent relativement proches de celles relevées par les deux autres méthodes. La bonne concordance des simulations avec les relevés expérimentaux vient confirmer le choix du modèle qui, dans cette configuration, est suffisant pour mettre en évidence les principaux phénomènes. Enfin, il est important de remarquer que les modèles de la bibliothèque de SPICE nécessitent des améliorations. Cela est vrai pour l'ensemble des interrupteurs utilisés en électronique de puissance. En particulier un effort devrait être fait dans la représentation de la variation non-linéaire de la résistance Drain-Source qui, comme nous l'avons vu, permet d'améliorer sensiblement la précision des simulations.

5. SYNTHÈSE DES RESULTATS

A l'examen du tableau ci-dessous, correspondant au modèle à 2 capacités, plusieurs remarques peuvent être formulées :

- Les trois essais fournissent, pour les éléments inductifs, des valeurs assez proches les unes des autres, quel que soit le niveau de puissance considéré.

| Transformateur N°1 | | | |
|---------------------|-----------|---------------|---------|
| | Analyseur | Amplificateur | Forward |
| L_μ (mH) | 1.4 | 2.2 | 2 |
| ℓ_t (μ H) | 3.6 | 4 | 3 |
| C_1 (pF) | 105 | 194 | 85 |
| C'_2 (pF) | 260 | 254 | 226 |

| Transformateur N°2 | | | |
|---------------------|-----------|---------------|---------|
| | Analyseur | Amplificateur | Forward |
| L_μ (mH) | 3.8 | 3.7 | 4 |
| ℓ_t (μ H) | 14 | 14 | 13 |
| C_1 (pF) | 670 | 410 | 127 |
| C'_2 (pF) | 1200 | 1300 | 1345 |

| Transformateur N°3 | | | |
|---------------------|-----------|---------------|---------|
| | Analyseur | Amplificateur | Forward |
| L_μ (mH) | 0.87 | 1.1 | 1 |
| ℓ_t (μ H) | 6 | 8.7 | 7 |
| C_1 (pF) | 12 | --- | 10 |
| C'_2 (pF) | 110 | 180 | 10 |

Tableau II.1. Comparaison des résultats obtenus avec le modèle à 2 capacités

- Les valeurs obtenues pour C'_2 présentent elles aussi une bonne cohérence, sauf pour le transformateur N°3 car les oscillations qui servent à la déterminer se situent dans ce cas à une fréquence (20MHz) supérieure à la limite de validité du modèle (3MHz).
- Pour le modèle à 2 capacités, les valeurs de C_1 obtenues à partir des formes d'ondes relevées pendant la commutation à la fermeture des transistors du Forward sont inférieures aux valeurs obtenues par les autres méthodes. Il faut avoir recours au modèle à 3 capacités pour justifier cet écart: en effet, pendant la phase 2 de la commutation à la fermeture, l'oscillation de la tension v_1 fait intervenir C_1 dans le modèle à 2 capacités, et C_1+C_3 dans le modèle à 3 capacités. Le tableau ci-dessous permet de comparer les valeurs de C_1+C_3 obtenues avec l'analyseur d'impédances et avec le forward asymétrique, quand on utilise le modèle à 3 capacités:

| Transformateur N°1 | | |
|--------------------|-----------|---------|
| | Analyseur | Forward |
| C_1+C_3 (pF) | 60 | 85 |

| Transformateur N°2 | | |
|--------------------|-----------|---------|
| | Analyseur | Forward |
| C_1+C_3 (pF) | 155 | 127 |

| Transformateur N°3 | | |
|--------------------|-----------|---------|
| | Analyseur | Forward |
| C_1+C_3 (pF) | 10 | 10 |

Tableau II.2. Comparaison des résultats obtenus avec le modèle à 3 capacités

6. CONCLUSION

Nous avons essayé d'identifier les paramètres d'un modèle à quatre éléments pour transformateur moyenne fréquence à deux enroulements. Comme on pouvait s'y attendre, les valeurs obtenues pour les capacités parasites présentent une certaine dispersion. Il est cependant possible de séparer les éléments parasites du transformateur de ceux du circuit extérieur. Les résultats de simulation montrent que le modèle à 2 capacités permet de rendre compte des principales phases apparaissant pendant les commutations et donc de servir de base pour étudier dans quelle mesure les capacités parasites du transformateur peuvent intervenir dans la réalisation d'interrupteurs résonnants ou multirésonnants. Cela fait l'objet du prochain chapitre.

Chapitre III :

Validation du modèle - Application à la multirésonance

1. INTRODUCTION

Les convertisseurs quasi-résonnant (QRC) et multi-résonnant (MRC) sont issus de la substitution des interrupteurs classiques des structures PWM par des interrupteurs résonnants. Ces topologies essaient d'intégrer les principaux éléments parasites (capacités parasites et inductances de fuites du transformateur et capacités parasites des diodes pour les MRC) dans le circuit résonnant. Cela permet au convertisseur de fonctionner en haute fréquence avec des conditions de commutation (ZVS ou ZCS) plus favorables [40,41,42].

L'intégration des éléments parasites d'un transformateur dans le fonctionnement d'un convertisseur est possible dans certaines structures. Cependant ces techniques obligent à travailler le plus souvent à fréquence de fonctionnement variable. Il existe néanmoins la possibilité de fonctionner à rapport cyclique variable. Dans ce cas, le temps de blocage de l'interrupteur est fixé par les valeurs des éléments passifs servant à la résonance. Il faut alors permettre la variation soit d'une capacité soit d'une inductance. L'utilisation de l'inductance de fuites du transformateur comme partie intégrale de l'inductance de résonance offre la possibilité d'obtenir une plage de variation relativement faible [43]. Pour ce qui est de la variation de la capacité parasite, les techniques sont beaucoup plus délicates à mettre en oeuvre. Toutefois, l'avantage du contrôle à fréquence fixe est que la surtension qui apparaît aux bornes du transistor est beaucoup moins élevée que pour le cas où la commande est à fréquence variable.

L'objectif de ce chapitre est d'essayer de valider les valeurs des éléments parasites des transformateurs que nous étudions, et en particulier celles des capacités. Pour cela nous tenterons de faire fonctionner une alimentation forward multirésonnante en tension à l'aide des seuls éléments parasites de la structure. La simulation du fonctionnement à l'aide du logiciel SPICE permettra la détermination d'un point de fonctionnement qui sera validé par l'expérience.

2. INTERRUPTEUR MULTIRÉSONNANT EN TENSION

Le schéma de la cellule de commutation élémentaire utilisant un interrupteur multirésonnant en tension et indiqué à la figure III.1. Par rapport à un interrupteur résonnant, seule une capacité C est ajoutée aux bornes de la diode D permettant par la même occasion d'en absorber la capacité parasite. Dans certains cas, elle peut même n'être constituée que de la capacité parasite de la diode D .

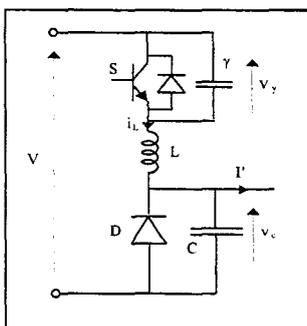


Fig. III.1 : Interrupteur MR en tension

Les différentes phases de fonctionnement sont représentées sur la figure III.2 où l'on considère $C \gg \gamma$. Ainsi, la durée de la phase 2 peut être négligée.

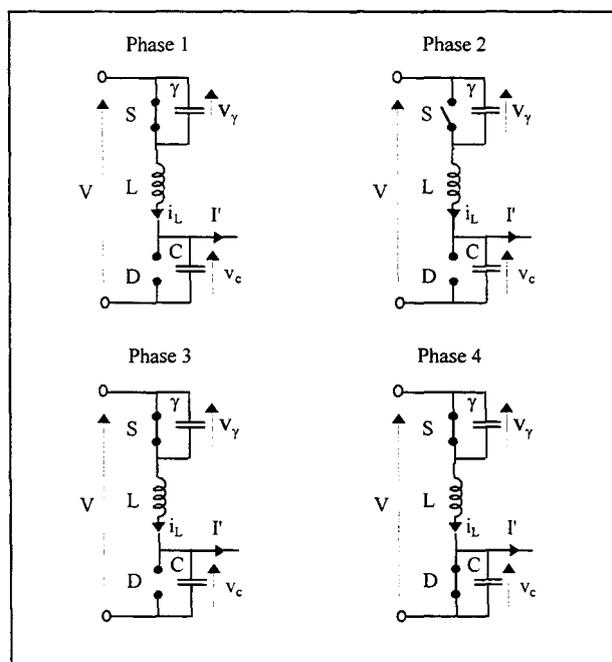


Fig. III.2 : Les différentes phases de fonctionnement

L'étude d'une structure hacheur série équipée d'un tel interrupteur montre que les caractéristiques de sortie de ce convertisseur évoluent comme indiqué à la figure III.3.

Ce graphe montre les variations de $v_{C_{\text{moyen}}}/V$ en fonction de $\alpha = \frac{I'}{V} \sqrt{\frac{L}{C}}$ pour plusieurs valeurs de θ_1 (temps de blocage de l'interrupteur S) et de f_0/f (avec $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$).

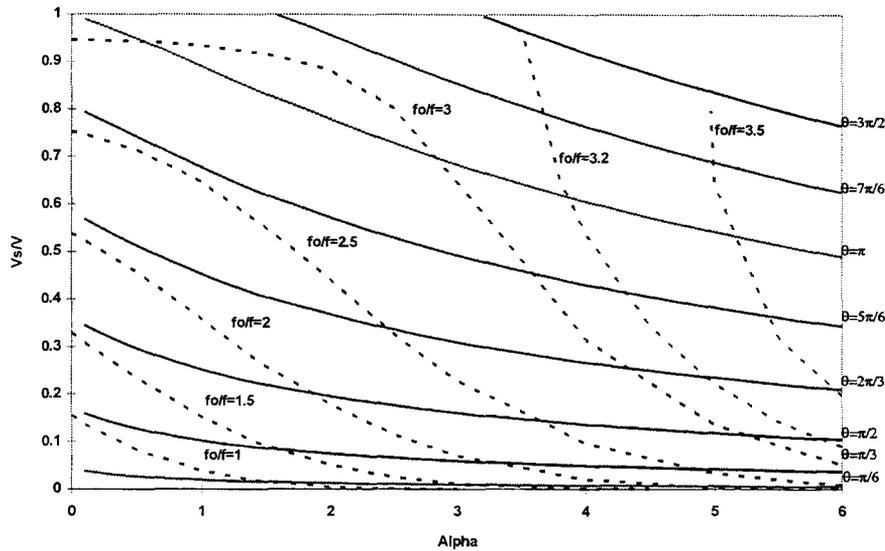


Fig. III.3 : Caractéristiques de la cellule de commutation à interrupteur résonnant

Le fonctionnement pour $v_{C_{\text{moyen}}}=V$ correspond à $v_{\gamma_{\text{moyen}}}=0$ et donc au fonctionnement avec l'interrupteur S toujours fermé. D'autre part, pour les valeurs de $\alpha < 1$, on atteint la limite de fonctionnement normal lorsque le courant i_L s'annule avant l'ouverture de l'interrupteur pour les valeurs élevées de θ_1 .

Comme pour l'interrupteur résonnant, dans le cas de l'interrupteur multirésonnant, une surtension apparaît aux bornes de l'interrupteur S, qui diminue au fur et à mesure que le rapport γ/C augmente.

3. FORWARD MULTIRÉSONNANT

3.1 Alimentation forward multirésonnante en tension

Le concept de la multirésonance en tension peut être appliqué sur une structure forward [44,45,46,47,48]. Le schéma de ce convertisseur est alors celui de la figure III.4a. Le circuit résonnant est constitué de la capacité C_s en parallèle avec l'interrupteur S, de l'inductance ℓ (qui peut être l'inductance de fuites du transformateur) et de la capacité C_2 située au secondaire du transformateur. Cette dernière peut correspondre à la capacité parasite secondaire du transformateur associée à celles des diodes D_1 et D_{RL} . Elle offre en plus un chemin pour le courant magnétisant lors de la phase de démagnétisation du transformateur.

Si on néglige l'inductance parasite de câblage, les capacités C_s et C_1 sont en série sous la tension V constante, ce qui permet de simplifier le schéma en considérant une capacité unique $C'_1 = C_s + C_1$ en parallèle sur l'interrupteur S comme indiqué à la figure

III.4b. Le courant fourni par la source de tension V n'apparaît plus directement, mais peut facilement être reconstitué.

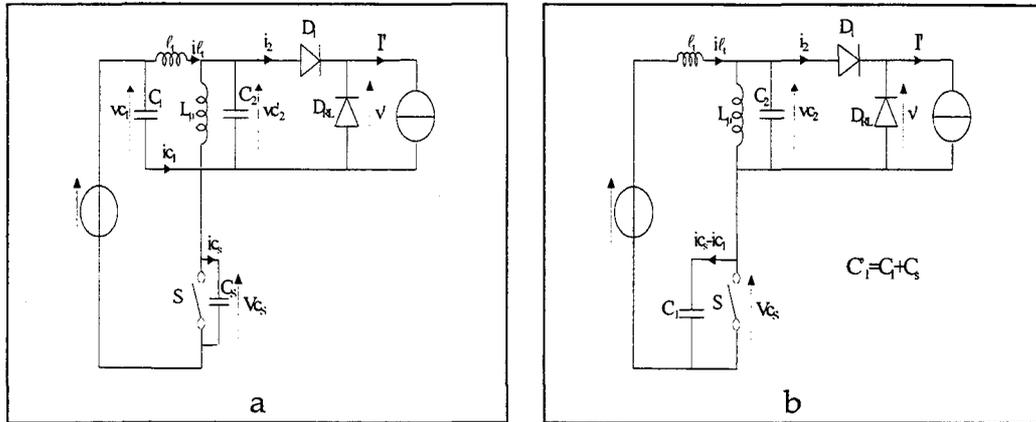


Fig. III.4 : Alimentation Forward multirésonante en tension

Cette étude se décompose en 3 parties :

- les deux premières parties correspondent à l'étude théorique faite en supposant que la capacité C_2 est suffisamment grande devant C_1 pour qu'on puisse négliger les variations de tension à ses bornes pendant la phase d'ouverture de l'interrupteur S . Un cycle de fonctionnement se boucle en 4 ou 5 phases suivant l'importance du courant I' fourni à la charge.

- la troisième partie utilise les résultats précédents pour simuler le fonctionnement du montage en tenant compte des variations de la tension aux bornes de C_2 , et en déduire la fréquence à laquelle le montage peut fonctionner en mode multirésonnant, ce qui est confirmé par l'expérimentation.

3.2 Fonctionnement à faible charge

Le fonctionnement est dit à faible charge lorsqu'il fait apparaître 4 phases successives au cours d'une période.

Hypothèses :

- On suppose que la capacité C_2 est beaucoup plus grande que C_1 ($k_1 = C_2/C_1 \gg 1$) de telle manière que l'on peut négliger la variation de la tension v_{C_2} lors de l'évolution de la tension v_{C_1} .
- Le transformateur est à rapport de transformation unitaire.

On pose :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{l_1 C_2}} \quad \alpha = \frac{I'}{V} \sqrt{\frac{l_1}{C_2}}$$

3.2.1 Description des différentes phases

Phase 1 : Cette phase débute lorsque, S étant fermé, $v_{c'2}$ devient positive ce qui entraîne la conduction de D_1 et $i_{l_t} > 0$.

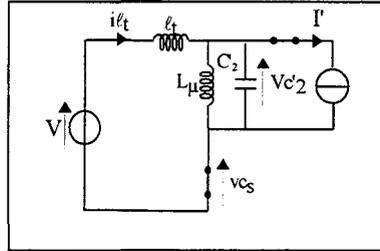


Fig. III.5: Schéma équivalent pendant la phase 1

$$\begin{cases} V = l_t \frac{di_{l_t}}{dt} + v_{c'2} \\ i_{l_t} = i_{\mu} + C_2' \frac{dv_{c'2}}{dt} + I \\ v_{c'2} = L_{\mu} \frac{di_{\mu}}{dt} \end{cases}$$

$$\text{soit } V = \frac{l_t}{L_{\mu}} v_{c'2} + l_t C_2' \frac{d^2 v_{c'2}}{dt^2} + v_{c'2} = l_t C_2' \frac{d^2 v_{c'2}}{dt^2} + v_{c'2} \left(1 + \frac{l_t}{L_{\mu}}\right)$$

$$\text{Si on considère } L_{\mu} \gg l_t, \text{ on peut écrire : } V \approx l_t C_2' \frac{d^2 v_{c'2}}{dt^2} + v_{c'2}$$

Cette hypothèse se justifie au regard des valeurs obtenues pour les paramètres du schéma équivalent aux transformateurs étudiés. On considèrera dans ce qui suit que le courant magnétisant i_{μ} reste négligeable.

Dans le plan de phase $\left[i_{l_t} \sqrt{\frac{l_t}{C_2'}}, v_{c'2} \right]$, la trajectoire du point de fonctionnement décrit

un cercle centré en $\left[I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2'}}, V \right]$ et de rayon R_1 (fig. III.9)

Cette phase se prolonge jusqu'au moment où l'on va commander l'ouverture de l'interrupteur S. La tension $v_{c'2}$ atteint alors sa valeur maximale $v_{C'2\max}$. La durée de cette phase de transfert direct fixe la puissance transmissible.

Phase 2 : Seule la diode D_1 conduit. On admet $C_2' \gg C_1'$ pour pouvoir faire l'hypothèse $v_{c2}' \approx \text{cste} = v_{c2\text{max}}$ pendant cette phase.

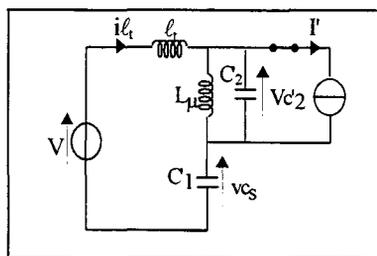


Fig. III.6: Schéma équivalent pendant la phase 2

$$\begin{cases} V = l_t \frac{di_{l_t}}{dt} + v_{cs} + v_{c2\text{max}} \\ i_{l_t} = C_1' \frac{dv_{cs}}{dt} \end{cases} \quad \text{soit} \quad V - v_{c2\text{max}} = l_t C_1' \frac{d^2 v_{cs}}{dt^2} + v_{cs}$$

Dans le plan de phase $\left[i_{l_t} \sqrt{\frac{l_t}{C_1'}}, v_{cs} \right]$, le point de fonctionnement décrit un cercle centré en $[0, V - v_{c2\text{max}}]$ et de rayon R_2 . Cette phase se termine quand v_{cs} repasse par zéro, donc quand i_{l_t} s'est inversé.

Phase 3 : La configuration est identique à celle de la phase 1 et les équations restent les mêmes avec des conditions initiales différentes.

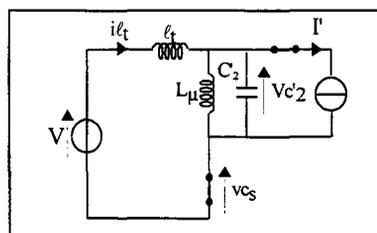


Fig. III.7: Schéma équivalent pendant la phase 3

Dans le plan de phase $\left[i_{l_t} \sqrt{\frac{l_t}{C_2'}}, v_{c2}' \right]$, on a le même centre du cercle que pour la phase 1 et des conditions initiales différentes. Le rayon du cercle est R_3 (fig. III.9). Cette phase se termine lorsque v_{c2}' repasse par zéro, ce qui entraîne le blocage de D_1 et la mise en conduction de D_{RL} .

Phase 4 : L'interrupteur S et la diode D_{RL} sont passants, D_1 est bloquée,

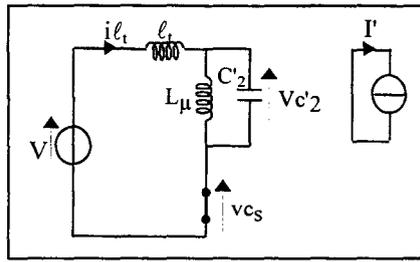


Fig. III.8: Schéma équivalent pendant la phase 4

$$\begin{cases} V = l_t \frac{di_{l_t}}{dt} + v_{c'2} \\ i_{l_t} = C'_2 \frac{dv_{c'2}}{dt} \end{cases} \quad \text{soit} \quad V = l_t C'_2 \frac{d^2 v_{c'2}}{dt^2} + v_{c'2}$$

Dans le plan de phase $\left[i_{l_t} \sqrt{\frac{l_t}{C'_2}}, v_{c'2} \right]$, la trajectoire est un cercle centré en $\left[0, V \right]$ et de rayon R_4 (fig. III.9). Cette phase se termine quand $v_{c'2}$ redevient positive, ce qui bloque D_{RL} et fait reconduire D_1 . Comme dans la phase 2, i_{l_t} s'est inversé pendant cette phase. La phase 1 peut recommencer.

3.2.2 Plan de phase

Le plan de phase correspondant au cycle de fonctionnement présenté ci-dessus est représenté à la figure III.9.

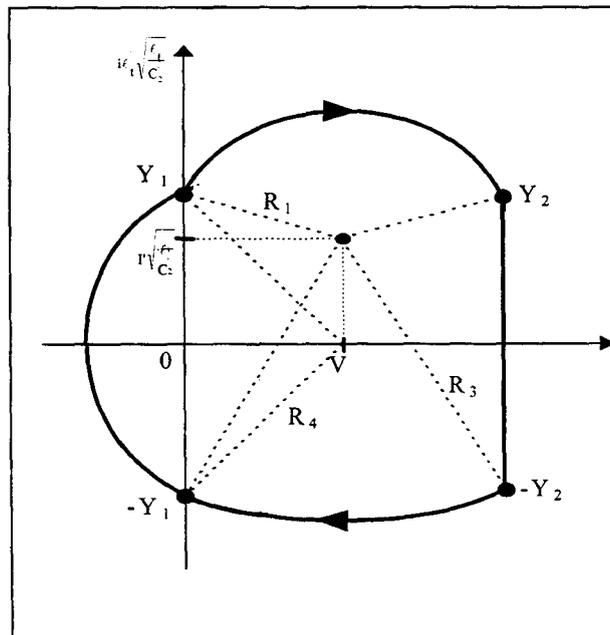


Fig. III.9 : Plan de phase $\left[i_{l_t} \sqrt{\frac{l_t}{C'_2}}, v_{c'2} \right]$

Si on désigne par Y_1 la valeur de $i l_t \sqrt{\frac{l_t}{C_2}}$ au début de la phase 1

et par Y_2 la valeur de $i l_t \sqrt{\frac{l_t}{C_2}}$ au début de la phase 2

à partir de la figure III.9, on peut écrire :

$$R_1^2 = V^2 + \left(Y_1 - I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} \right)^2 = (v_{c'2 \max} - V)^2 + \left(Y_2 - I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} \right)^2$$

$$\text{soit } V^2 + Y_1^2 + I'^2 \frac{l_t}{C_2} - 2Y_1 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} = v_{c'2 \max}^2 + V^2 - 2v_{c'2 \max} V + Y_2^2 + I'^2 \frac{l_t}{C_2} - 2Y_2 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}}$$

$$\text{ou } Y_1^2 - 2Y_1 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} = v_{c'2 \max}^2 - 2v_{c'2 \max} V + Y_2^2 - 2Y_2 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} \quad (\text{III.1})$$

$$\text{on a également: } R_3^2 = V^2 + \left(Y_1 + I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} \right)^2 = (v_{c'2 \max} - V)^2 + \left(Y_2 + I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} \right)^2$$

$$\text{soit } V^2 + Y_1^2 + I'^2 \frac{l_t}{C_2} + 2Y_1 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} = v_{c'2 \max}^2 + V^2 - 2v_{c'2 \max} V + Y_2^2 + I'^2 \frac{l_t}{C_2} + 2Y_2 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}}$$

$$\text{ou } Y_1^2 + 2Y_1 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} = v_{c'2 \max}^2 - 2v_{c'2 \max} V + Y_2^2 + 2Y_2 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} \quad (\text{III.2})$$

La différence entre les équations III.1 et III.2 donne :

$$4Y_1 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} = 4Y_2 I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} \quad (\text{III.3})$$

$$\text{donc } Y_1 = Y_2$$

La somme donne :

$$2Y_1^2 = 2[v_{c'2 \max}^2 - v_{c'2 \max} V] + 2Y_2^2 \quad (\text{III.4})$$

$$\text{donc } v_{c'2 \max} = 2V$$

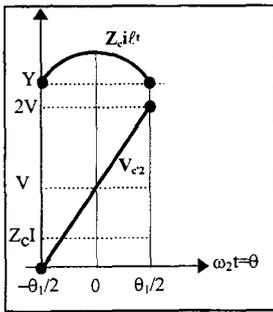
Ces deux conditions (III.3 et III.4) permettent alors de fonctionner à zéro de tension dans le cas d'un fonctionnement sous faible charge.

3.2.3 Equations déduites du plan de phase

Dans le plan $\left[i l_t \sqrt{\frac{l_t}{C_2}}, v_{c'2} \right]$ on observe que la valeur du courant à la fin de la phase 4 est supérieure à I' , ce qui caractérise la "faible charge". Dans chaque cas, $v_{c'2 \max} = 2V$ et

chaque phase est symétrique par rapport à son milieu, ce qui permet de simplifier l'écriture des équations.

• **Phase 1** : largeur θ_1



$$\begin{cases} v_{c'2} = V + R_1 \sin \theta \\ Z_c i \ell_t = Z_c I' + R_1 \cos \theta \end{cases} \text{ avec } R_1 = \sqrt{V^2 + (Y - Z_c I')^2}$$

où $Z_c = \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}}$ et Y est la valeur de $Z_c i \ell_t$ au début de la phase 1.

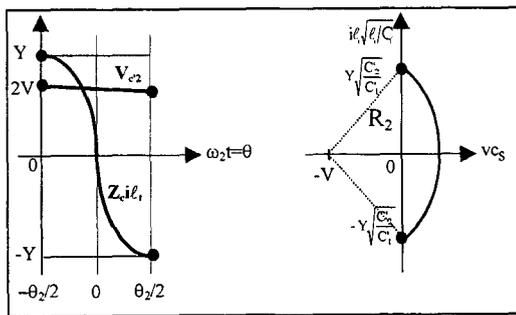
Pour $\theta = \theta_1/2$, $v_{c'2} = V + R_1 \sin(\theta_1/2) = 2V$

$$\text{d'où } \sin(\theta_1/2) = \frac{V}{R_1}$$

$$Z_c i \ell_t = Z_c I' + R_1 \cos(\theta_1/2) = Y$$

$$\text{d'où } \cos(\theta_1/2) = \frac{Y - Z_c I'}{R_1}$$

• **Phase 2** : largeur θ_2

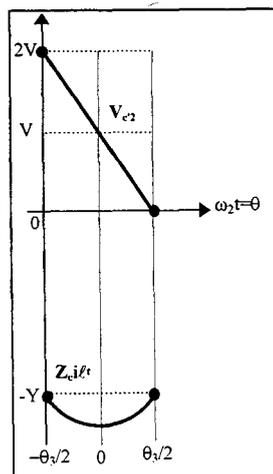


$$v_{c'2} = V \text{ et } i \ell_t \sqrt{\frac{\ell_t}{C_1}} = -R_2 \sin \omega_1 t$$

$$\text{avec } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{\ell_t C_1}} = \frac{1}{\sqrt{\ell_t C_2}} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = \omega_2 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

$$\text{et } R_2 = \sqrt{V^2 + \frac{C_2}{C_1} Y^2}$$

• **Phase 3** : largeur θ_3



$$\begin{cases} v_{c'2} = V - R_3 \sin \theta \\ Z_c i \ell_t = Z_c I' - R_3 \cos \theta \end{cases} \text{ avec } R_3 = \sqrt{V^2 + (Y + Z_c I')^2}$$

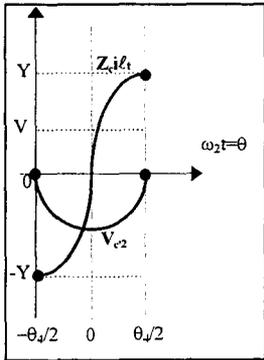
Pour $\theta = \theta_3/2$,

$$v_{c'2} = V - R_3 \sin(\theta_3/2) = 0$$

$$\text{d'où } \sin(\theta_3/2) = V/R_3$$

$$Z_c i \ell_t = Z_c I' - R_3 \cos(\theta_3/2) = -Y$$

• Phase 4 : largeur θ_4



$$\begin{cases} v_{c2} = V - R_4 \cos\theta \\ Z_c i \ell_t = R_4 \sin\theta \end{cases} \text{ avec } R_4 = \sqrt{V^2 + Y^2}$$

Pour $\theta = \theta_4/2$,

$$v_{c2} = V - R_4 \cos(\theta_4/2) = 0$$

$$\text{d'où } \cos(\theta_4/2) = V/R_4$$

$$Z_c i \ell_t = R_4 \sin(\theta_4/2) = Y$$

$$\text{d'où } \sin(\theta_4/2) = \frac{Y}{R_4}$$

La figure III.10 donne les formes d'ondes et le plan de phase obtenu pour $\frac{I'}{V} \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}} = 0.3$ et $\frac{Y}{V} = 2.1$.

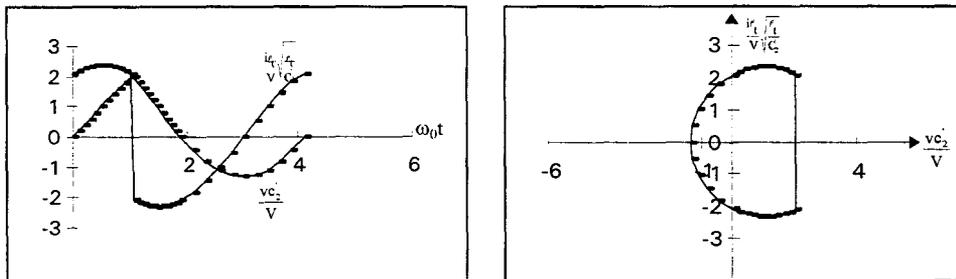


Fig. III.10 : Formes d'ondes et plan de phase pour $\frac{I'}{V} \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}} = 0,3$ et $\frac{Y}{V} = 2,1$

3.2.4 Valeur moyenne de v_{c2}

La tension v_{c2} étant la tension aux bornes de L_μ , elle doit avoir une valeur moyenne nulle, même si L_μ est très grande. Pour que $v_{c2\text{moyen}}=0$, il faut que la somme des intégrales de v_{c2} sur chaque intervalle soit nulle.

• Phase 1 :

$$\int_{-\frac{\theta_1}{2}}^{\frac{\theta_1}{2}} v_{c2} d\theta = \int_{-\frac{\theta_1}{2}}^{\frac{\theta_1}{2}} (V + R_1 \sin\theta) d\theta = V\theta_1$$

- Phase 2 :

$$\int_{-\frac{\theta_2}{2}}^{\frac{\theta_2}{2}} v_{c'2} d\theta = 2V\theta_2$$

- Phase 3 :

$$\int_{-\frac{\theta_3}{2}}^{\frac{\theta_3}{2}} v_{c'2} d\theta = V\theta_3$$

- Phase 4 :

$$\int_{-\frac{\theta_4}{2}}^{\frac{\theta_4}{2}} v_{c'2} d\theta = 2 \int_0^{\frac{\theta_4}{2}} (V - R_4 \cos\theta) d\theta = V\theta_4 - 2R_4 \sin\frac{\theta_4}{2} = V\theta_4 - 2Y$$

La condition pour que $v_{c'2\text{moyen}}=0$ s'écrit donc :

$$V(\theta_1 + 2\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) - 2Y = 0$$

$$\theta_1 + 2\theta_2 + \theta_3 + \theta_4 = \frac{2Y}{V}$$

Comme, avec l'hypothèse $C_2' \gg C_1'$, seul θ_2 ne dépend pas de C_2' , on peut écrire qu'il faut que $\theta_2 = \frac{Y}{V} - \frac{\theta_1 + \theta_3 + \theta_4}{2}$ pour que $v_{c'2\text{moyen}}=0$.

Pour chaque couple $\left[\frac{Y}{V}, \frac{I'}{V} \sqrt{\frac{\ell_1}{C_2'}} \right]$ avec $I' < Y$ (= faible charge), on peut calculer R_1, R_3, R_4 donc $\theta_1, \theta_3, \theta_4$ et en déduire la valeur de θ_2 pour laquelle $v_{c'2\text{moyen}}=0$.

3.2.5 Valeur moyenne de la tension de sortie v'

La tension de sortie v' est égale à $v_{c'2}$ sauf pendant la phase 4 où $v'=0$ pendant que $v_{c'2}$ est négatif. On a donc :

$$v'_{\text{moyen}} = v_{c'2\text{moyen}} - \frac{1}{\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4} \int_{-\frac{\theta_4}{2}}^{\frac{\theta_4}{2}} v_{c'2} d\theta$$

$$v'_{\text{moyen}} = \frac{2Y - V\theta_4}{\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4}$$

$$\frac{v'_{\text{moyen}}}{V} = \frac{2\frac{Y}{V} - \theta_4}{\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4}$$

3.2.6 Caractéristiques de sortie

Pour une valeur de $\alpha = \frac{I'}{V} \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}}$, on fait varier $\frac{Y}{V} > \alpha$ et pour chaque valeur, on calcule

$$\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \frac{v'_{moyen}}{V} \text{ et } \frac{f_2}{f} = \frac{\omega_2}{\omega} = \frac{\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4}{2\pi}.$$

Le tracé de la caractéristique de sortie est donné à la figure III.XX pour différentes valeurs de f/f_0 et de θ_2 .

3.3 Fonctionnement à forte charge

Le passage du mode de fonctionnement "faible charge" au mode "forte charge" se produit lorsque le courant I' fourni à la charge devient supérieur à $Y \sqrt{\frac{C_2'}{\ell_t}}$.

3.3.1 Description des différentes phases

On retrouve les quatre premières phases précédentes, mais la phase 4 se termine avec une valeur de $i_{\ell_t} < I'$. Il apparaît donc une 5ème phase:

- Phase 5 :

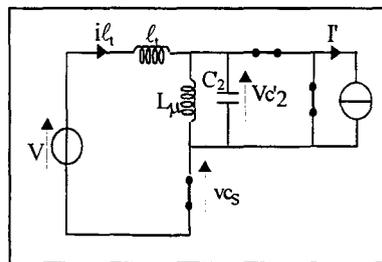


Fig. III.11: Schéma équivalent pendant la phase 5

Quand la tension v_{c2} cesse d'être négative, la diode D_1 redevient conductrice mais si D_{RL} se bloquait instantanément, i_{D1} serait égal à I' et $i_{c2} = i_{\ell_t} - i_{D1}$ serait négatif (on néglige i_{μ}) ce qui ferait redevenir $v_{c2} < 0$.

Donc quand D_1 redevient conductrice, D_{RL} reste conductrice ce qui provoque un empiètement. Pendant cette phase, $v_{c2} = 0$ et $V = \ell_t \frac{di_{\ell_t}}{dt}$. Le courant i_{ℓ_t} croît linéairement jusque I' . Quand i_{ℓ_t} atteint I' , D_{RL} se bloque et on retrouve la succession des phases 1,2,3 et 4.

3.3.2 Plan de phase

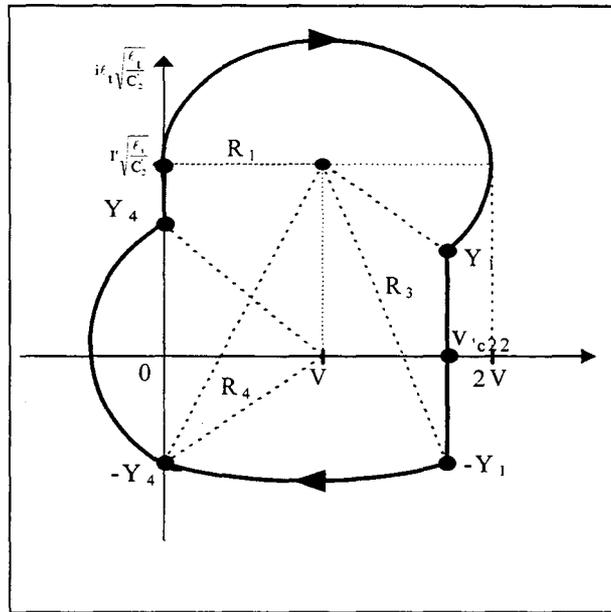


Fig. III.12 : Plan de phase

Par rapport au fonctionnement à 4 phases, le rayon R_1 est ici constant et égal à V tandis que la valeur de la tension $v_{c'2}$ supposée constante $=v_{c'22}$ pendant la phase 2, n'est plus égale à $2V$ mais reste comprise entre $2V$ et V .

On désigne par Y_4 la valeur de $i l_t \sqrt{\frac{l_t}{C_2}}$ en fin de phase 4

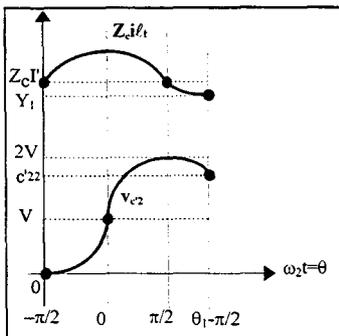
et par Y_1 la valeur de $i l_t \sqrt{\frac{l_t}{C_2}}$ en fin de phase 1.

On aura toujours $I' \sqrt{\frac{l_t}{C_2}} > Y_1 > Y_4$ pour ce fonctionnement en 5 phases.

3.3.3 Equations déduites du plan de phase

Les variations ne sont plus symétriques par rapport au milieu de chaque phase, mais il est possible d'obtenir des équations relativement simples en choisissant bien l'origine des temps.

- Phase 1 : largeur θ_1



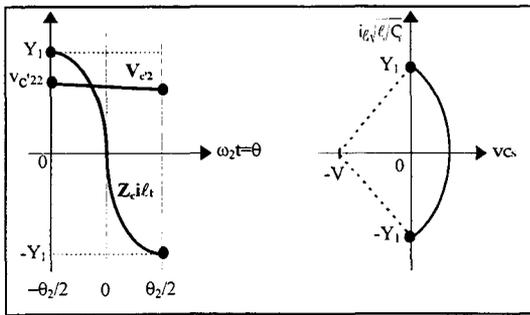
$$\begin{cases} v_{c'2} = V + R_1 \sin \theta \\ Z_c i l_t = Z_c I' + R_1 \cos \theta \end{cases} \text{ avec } R_1 = V$$

Pour $\theta = \theta_1 - \pi/2$,

$$v_{c'22} = V [1 + \sin(\theta_1 - \pi/2)] = V(1 - \cos \theta_1)$$

$$Y_1 = Z_c I' + V \cos(\theta_1 - \pi/2) = Z_c I' + V \sin \theta_1$$

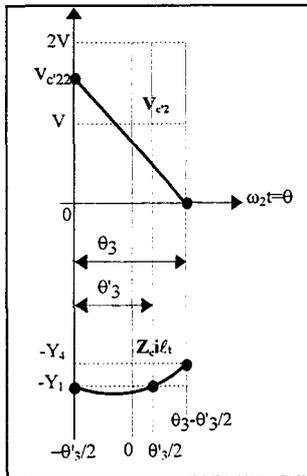
• Phase 2 : largeur θ_2



$$\begin{cases} v_{c'2} = v_{c'22} = V(1 + \cos\theta_1) \\ i l_t = -R_2 \sin \omega_1 t \end{cases} \text{ avec } \omega_1 = \omega_2 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

$$\text{et } R_2 = \sqrt{V^2 + Y_1^2}$$

• Phase 3 : largeur θ_3



$$\begin{cases} v_{c'2} = V - R_3 \sin\theta \\ Z_c i l_t = Z_c I' - R_3 \cos\theta \end{cases} \text{ avec } R_3 = \sqrt{V^2 + (Y_4 + Z_c I')^2}$$

Pour $\theta = -\theta_3'/2$,

$$v_{c'22} = V - R_3 \sin(-\theta_3'/2) = V + R_3 \sin(\theta_3'/2)$$

$$\text{d'où } \sin(\theta_3'/2) = (v_{c'22} - V)/R_3$$

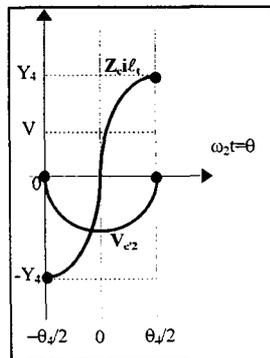
Pour $\theta = \theta_3 - \theta_3'/2$,

$$v_{c'2} = 0 = V - R_3 \sin(\theta_3 - \theta_3'/2)$$

$$\text{d'où } \sin(\theta_3 - \theta_3'/2) = \frac{V}{R_3}$$

$$-Y_4 = Z_c I' - R_3 \cos(\theta_3 - \theta_3'/2)$$

• Phase 4 : largeur θ_4



$$\begin{cases} v_{c'2} = V - R_4 \cos\theta \\ Z_c i l_t = R_4 \sin\theta \end{cases} \text{ avec } R_4 = \sqrt{V^2 + Y_4^2}$$

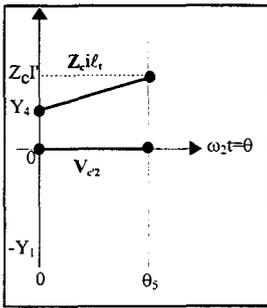
Pour $\theta = \theta_4/2$,

$$v_{c'2} = V - R_4 \cos(\theta_4/2) = 0$$

$$\text{d'où } \cos(\theta_4/2) = V/R_4$$

$$Z_c i l_t = R_4 \sin(\theta_4/2) = Y_4$$

$$\text{d'où } \sin(\theta_4/2) = \frac{Y_4}{R_4}$$

• Phase 5 : largeur θ_5


$$\text{De } \begin{cases} v_{c'2} = 0 \\ i l_t = \frac{Y_4}{Z_c} + \frac{V}{\ell_t} t \end{cases}$$

$$\text{on tire: } Z_c i l_t = Y_4 + \frac{Z_c V \omega_2 t}{\ell_t \omega_2} = Y_4 + V \omega_2 t$$

$$\text{Pour } \theta = \theta_5, Z_c i l_t = Z_c I' = Y_4 + V \theta_5$$

$$\text{d'où } \theta_5 = \frac{Z_c I' - Y_4}{V}$$

• Exploitation des expressions obtenues:

$$\text{Si on se fixe } \alpha = \frac{I'}{V} \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}} \text{ et le rapport } \frac{Y_4}{V}$$

on peut calculer directement $\theta_5, R_4, \theta_4, R_3, \theta_3 - \frac{\theta_3'}{2}$.

Il reste donc à déterminer les valeurs de $Y_1, v_{c'22}, \theta_1$ et $\frac{\theta_3'}{2}$ pour lesquelles on a 4 équations qui sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{v_{c'22}}{V} = 1 - \cos \theta_1 \\ \frac{Y_1}{V} = \frac{Z_c I'}{V} + \sin \theta_1 \\ \frac{v_{c'22}}{V} = 1 + \frac{R_3}{V} \sin \frac{\theta_3'}{2} \\ -\frac{Y_1}{V} = \frac{Z_c I'}{V} - \frac{R_3}{V} \cos \frac{\theta_3'}{2} \end{array} \right. \quad \text{d'où } \left\{ \begin{array}{l} \cos \theta_1 = -\frac{v_{c'22}}{V} + 1 \\ \sin \theta_1 = \frac{Y_1}{V} - \alpha \\ \sin \frac{\theta_3'}{2} = \frac{v_{c'22} - 1}{\frac{R_3}{V}} \\ \cos \frac{\theta_3'}{2} = \frac{\alpha + \frac{Y_1}{V}}{\frac{R_3}{V}} \end{array} \right.$$

A partir des expressions des sinus et cosinus on peut écrire:

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos^2 \theta_1 + \sin^2 \theta_1 = 1 = \left(\frac{v_{c'22}}{V} - 1 \right)^2 + \left(\frac{Y_1}{V} - \alpha \right)^2 \\ \cos^2 \frac{\theta_3'}{2} + \sin^2 \frac{\theta_3'}{2} = 1 = \frac{\left(\alpha + \frac{Y_1}{V} \right)^2 + \left(-\frac{v_{c'22}}{V} + 1 \right)^2}{\left(\frac{R_3}{V} \right)^2} \end{array} \right.$$

$$\left(\frac{v_{c'22}}{V} - 1\right)^2 = 1 - \left(\frac{Y_1}{V} - \alpha\right)^2$$

d'où on tire:

$$\left(\frac{R_3}{V}\right)^2 = \left(\alpha + \frac{Y_1}{V}\right)^2 + \left(\frac{Y_1}{V} - \alpha\right)^2$$

qui donne:

$$\left(\frac{R_3}{V}\right)^2 = 1 + 4\alpha \frac{Y_1}{V}$$

et enfin:

$$\frac{Y_1}{V} = \frac{\left(\frac{R_3}{V}\right)^2 - 1}{4\alpha} = \frac{\left(\alpha + \frac{Y_4}{V}\right)^2}{4\alpha}$$

qui permet de calculer $\sin\theta_1$ et $\cos\frac{\theta_3}{2}$, donc $\cos\theta_1$ et $\frac{v_{c'22}}{V}$

La figure III.13 donne les formes d'ondes et la plan de phase obtenu pour $\frac{I'}{V} \sqrt{\frac{l_1}{C_2}} = 5.5$ et $\frac{Y}{V} = 4.5$.

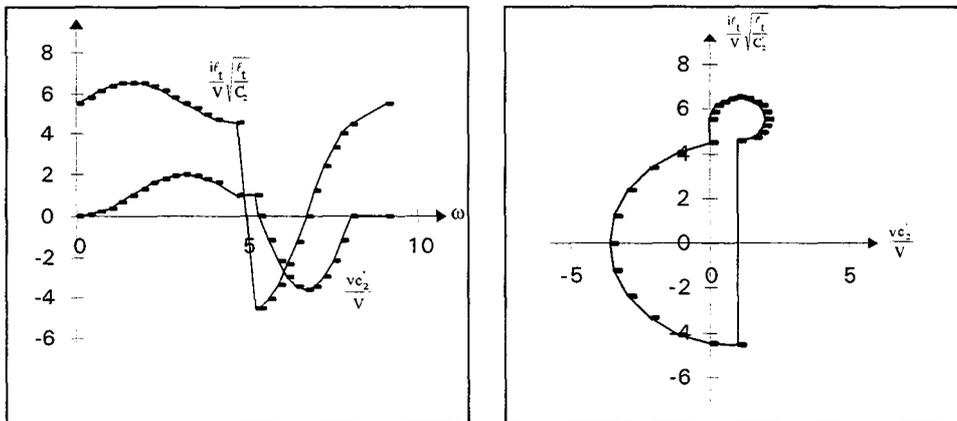


Fig. III.13: Formes d'ondes et plan de phase pour $\frac{I'}{V} \sqrt{\frac{l_1}{C_2}} = 5,5$ et $\frac{Y}{V} = 4,5$

La figure III.14 donne les mêmes formes d'ondes plus celle de v_{c3} obtenues dans les mêmes conditions à partir d'une simulation SUCCESS. A la différence des courbes de la figure III.13, celles-ci sont obtenues en imposant $\frac{\omega}{\omega_0} = 1.5$ au lieu d'imposer $\frac{Y}{V} = 4.5$.

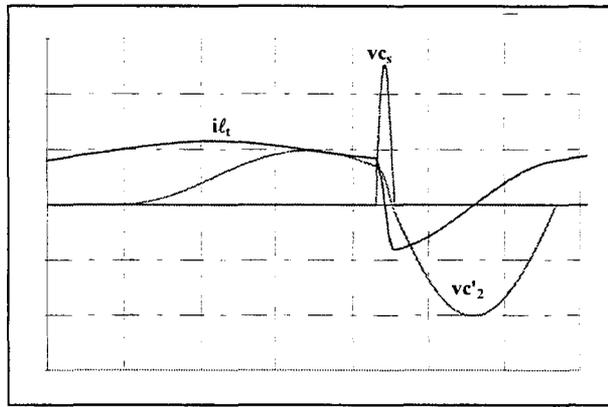


Fig. III.14 : Formes d'ondes obtenues avec SUCCESS

3.3.4 Caractéristiques de sortie

La condition pour que la valeur moyenne de vc'_2 soit nulle est la même que dans cas de la faible charge. En effet, lors de la phase 5, la tension de sortie v' est nulle puisque les diodes D_1 et D_{RL} conduisent. L'expression de v'_{moyen}/V reste identique mis à part le fait que la période de fonctionnement s'exprime par la somme $\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4 + \theta_5$.

$$\frac{v'_{moyen}}{V} = \frac{1}{\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4 + \theta_5} \left(\frac{2Y}{V} - \theta_4 \right)$$

La figure III.15 donne les variations de v'_{moyen}/V en fonction de α pour différentes valeurs de ω/ω_0 . Les valeurs minimales de v'_{moyen}/V correspondent à un intervalle de largeur θ_2 réduite à zéro. On a tracé en pointillés les courbes correspondant à une durée de la phase 2 respectivement égale à $\pi/6$ puis $\pi/3$, ramenée à 2π . Pour des durées supérieures, l'hypothèse vc'_2 constante pendant la phase 2 est difficilement admissible.

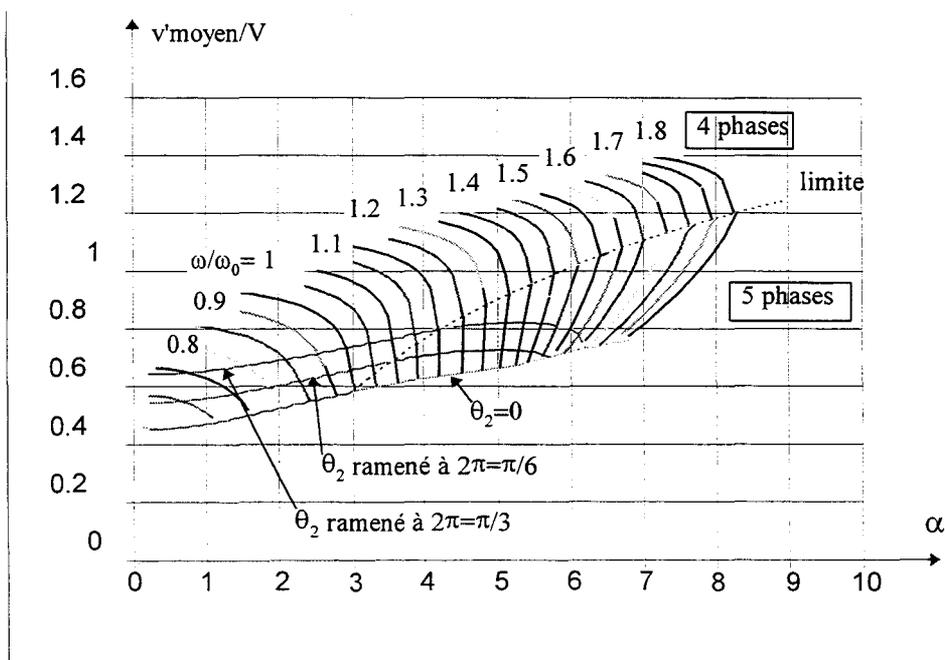


Fig. III.15 : Caractéristiques de sortie du montage forward multirésonnant ($y=v'_{moyen}/V$; $x=\alpha$)

4. Validation expérimentale

Nous allons utiliser le montage forward multirésonnant pour valider la valeur des capacités parasites du transformateur.

L'alimentation forward multirésonnante en tension va donc devoir fonctionner avec comme inductance de résonance, l'inductance de fuites du transformateur et comme capacités de résonance, la capacité secondaire du transformateur et la capacité équivalente ramenée aux bornes de l'interrupteur commandé. La valeur de ces éléments étant assez faible, le fonctionnement à zéro de tension de ce type d'alimentation ne sera possible que pour des fréquences de commutation relativement élevées. C'est ce que nous avons voulu vérifier.

En introduisant le modèle d'un transformateur dans un montage forward multirésonnant et à partir d'une simulation SPICE, nous avons cherché à quelle fréquence le fonctionnement ZVS était réalisable. A partir des résultats obtenus, nous avons réalisé les prototypes et obtenu des résultats satisfaisants.

Nous présentons sur les figures III.16 et III.17 les résultats expérimentaux et de simulation obtenus avec le transformateur N°1 et N°2. Les fréquences pour lesquelles le fonctionnement à zéro de tension est réalisé sont de 2.5Mhz pour le transformateur N°1 et de 1.4Mhz pour le transformateur N°2.

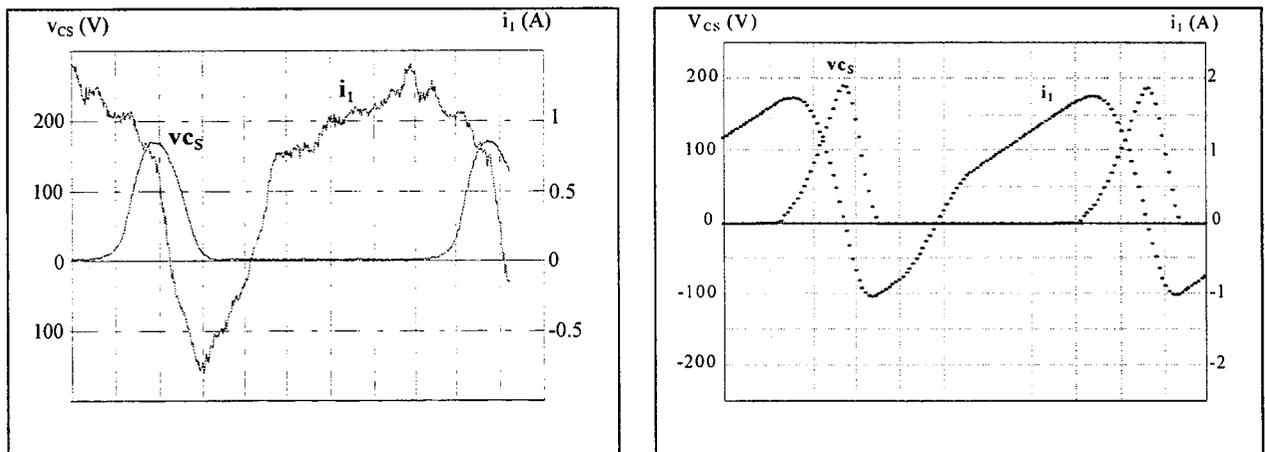


Fig. III.16 : Formes d'ondes pour le transformateur N°1 (50ns/div)

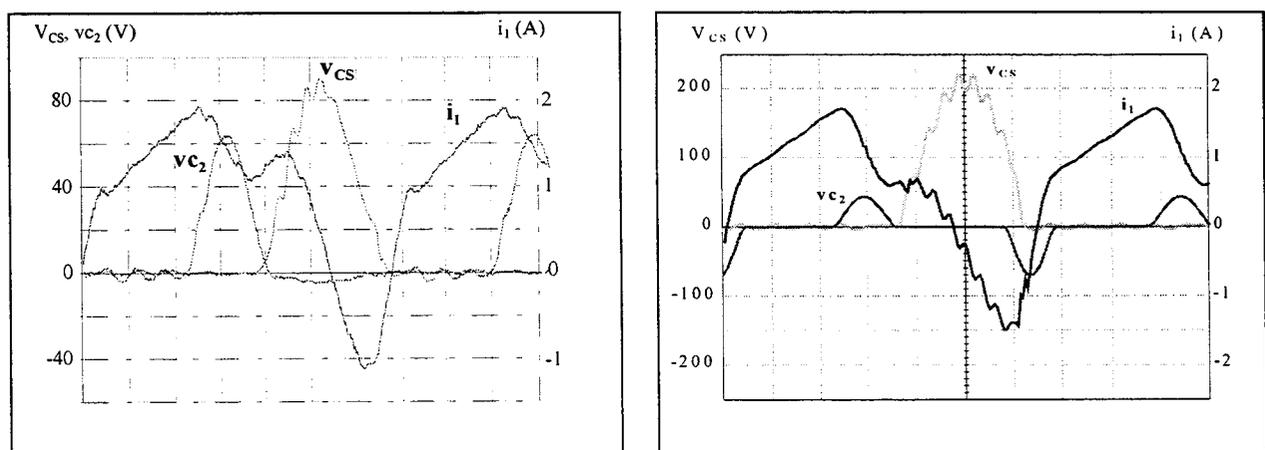


Fig. III.17 : Formes d'ondes pour le transformateur N°2 (100ns/div)

Les résultats pour le troisième transformateur ne sont pas présentés car il nous a été impossible de retrouver un fonctionnement à zéro de tension. Cela s'explique aisément par le fait que les valeurs des éléments parasites et en particulier des capacités parasites sont très faibles. Ainsi, il est nécessaire de fonctionner à des fréquences très supérieures à celles relevées pour les deux premiers ce qui n'était pas réalisable.

Pour le transformateur N°1, l'identification des paramètres ($\ell_t=4\mu\text{H}$ et $C'_2=2.5\text{nH}$) associée aux valeurs $V=25\text{V}$ et $I'=1.3\text{A}$ permet de calculer $\alpha=2.2$. Le fonctionnement ZVS est obtenu pour une fréquence de 2.5Mhz et avec une phase d'inversion de i_{ℓ_t} correspondant à 35% de la durée d'un cycle. Cela est malheureusement trop important pour qu'on puisse négliger les variations de vc'_2 pendant cette phase.

Les formes d'ondes observées avec le transformateur N°2 font apparaître un fonctionnement particulier dans la mesure où, si la tension vc'_2 est bien constante pendant la phase d'inversion de i_{ℓ_t} , c'est parce qu'elle est nulle: la fin de la phase 1 correspond au retour à zéro de la tension vc'_2 après une période entière d'oscillation du circuit $\ell_t C'_2$. La phase 2 se fait sous tension vc'_2 nulle, le courant i_{ℓ_t} passant de $+I'$ à $-I'$; la phase 3 disparaît, et la phase 4 est identique à celle du fonctionnement à faible charge. Le plan de phase et les formes d'ondes correspondantes sont représentés ci-dessous :

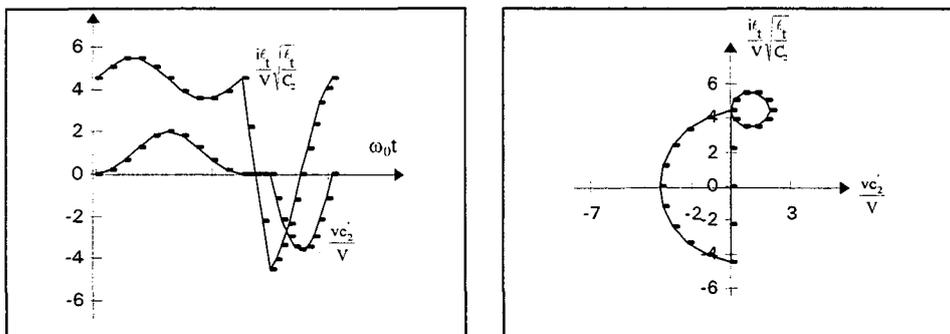


Fig. III.18 : Inversion de i_{ℓ_t} sous tension VC'_2 nulle

La tension vc'_2 n'est différente de zéro que pendant les phases 1 et 4 :

- **Phase 1** : période complète d'oscillation à la pulsation $\frac{1}{\sqrt{\ell_t C'_2}}$ de $\theta = -\pi$ à

$\theta = +\pi$

$$i_{\ell_t} \sqrt{\frac{\ell_t}{C'_2}} = I' \sqrt{\frac{\ell_t}{C'_2}} - V \sin \theta$$

$$v_{C'_2} = V(1 + \cos \theta)$$

- **Phase 4** : identique à celle du fonctionnement à faible charge

$$i_{\ell_t} \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}} = R_4 \sin \theta$$

$$v_{C_2} = V - R_4 \cos \theta$$

Pour $\theta = \frac{\theta_4}{2}$:

$$I' \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}} = R_4 \sin \frac{\theta_4}{2}$$

$$0 = V - R_4 \cos \frac{\theta_4}{2}$$

- **Valeur moyenne de v_{C_2}**

La valeur moyenne positive de v_{C_2} pendant la phase 1 doit être compensée par celle, négative, de la phase 4 :

$$V \cdot 2\pi + V \cdot \theta_4 - 2I' \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}} = 0 \quad \text{d'où} \quad \frac{\theta_4}{2} = \frac{I'}{V} \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}} - \pi$$

Comme, sur le plan de phase, on doit avoir :

$$\frac{R_4}{V} \sin \frac{\theta_4}{2} = \frac{I'}{V} \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}} \quad \text{et} \quad \frac{R_4}{V} \cos \frac{\theta_4}{2} = 1$$

on en déduit $\frac{\theta_4}{2} = \tan^{-1} \frac{\theta_4}{2} - \pi$

qui n'admet qu'une seule solution $\frac{\theta_4}{2} = 1,352$ radians

pour laquelle $\frac{I'}{V} \sqrt{\frac{\ell_t}{C_2}} = 4,493$ et $\frac{R_4}{V} = 4,603$

C'est la durée de la phase 2 qui va fixer celle de la période de fonctionnement, mais le plan de phase et les phases 1 et 4 resteront identiques.

- **Influence des pertes**

Dans le cas où les pertes sont négligées comme ici, l'alternance positive de v_{C_2} (phase 1) suit immédiatement l'alternance négative (phase 4). Cela suppose l'inversion idéale de i_{ℓ_t} de $+I'$ à $-I'$ pendant la phase 2, et de $-I'$ à $+I'$ pendant la phase 4.

En pratique, i_{ℓ_t} est inférieur à I' à la fin de la phase 4 et une phase 5 identique à celle du fonctionnement à forte charge apparaît, le temps que i_{ℓ_t} atteigne la valeur I' , permettant le démarrage d'un nouveau cycle. Cette évolution peut être observée nettement sur les formes d'ondes du transformateur N°2.

5. Conclusion

L'utilisation des éléments parasites comme partie intégrante du fonctionnement d'un convertisseur est un objectif que bon nombre de concepteurs veulent atteindre. Les avantages de cette solution sont bien connus mais elle reste tributaire du vieillissement d'un élément passif et en particulier d'un transformateur. On ne peut donc garantir la ou les valeur(s) des éléments parasites. Ce chapitre a permis de valider les valeurs des capacités parasites du transformateur (essentiellement la capacité secondaire) en faisant fonctionner une alimentation multirésonnante grâce aux éléments parasites de la structure. Cela a été possible pour les deux premiers transformateurs mais pas pour le troisième. La détermination de la capacité primaire aurait été possible si sa valeur avait été plus élevée. En effet, la même manipulation, mais en inversant primaire et secondaire, nous aurait permis de valider leurs valeurs.

Dans le chapitre suivant, nous allons pouvoir étudier l'influence de ces éléments au sein d'un convertisseur.

Chapitre IV

Effets des éléments parasites dans une alimentation forward asymétrique

1. INTRODUCTION

L'étude de l'alimentation forward asymétrique au chapitre 1 a montré que les inductances de fuites du transformateur introduisent des phases supplémentaires dans le cycle de fonctionnement du convertisseur qui sont à l'origine d'une réduction des performances de celui-ci. Nous allons tenter dans ce chapitre de mettre en évidence l'influence séparée de chacun des éléments parasites que nous avons pu identifier sur le fonctionnement du convertisseur.

2. ALIMENTATION FORWARD ASYMETRIQUE

2.1 Principe et fonctionnement

Le schéma de l'alimentation est donné à la figure IV.1. Le fonctionnement a déjà été présenté. Les formes d'ondes ont été données à la figure II.24.

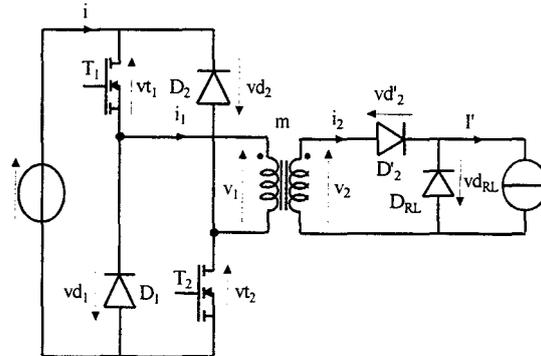


Fig. IV.1 : Alimentation forward asymétrique

2.2 Modélisation du convertisseur

Nous avons vu au cours du chapitre II que le modèle de transformateur associé à d'autres éléments parasites (câblage, interrupteurs...) suffisait à représenter la majeure partie des phénomènes transitoires. Afin d'établir le degré d'importance de chaque élément parasite pris en compte dans la structure, nous présentons sur les figures (IV.3) à (IV.12), les évolutions de la tension et du courant aux bornes du transformateur lorsque l'on ajoute progressivement les différents paramètres des modèles. Les courbes sont obtenues à l'aide d'un programme élaboré en Turbo Pascal. Ces courbes sont à comparer avec le relevé expérimental présenté sur la figure IV.2. Le transformateur utilisé pour ces relevés expérimentaux est le N°2 (voir chapitre II). Ce choix est justifié par un bon découplage des différentes phases qui apparaissent sur une période de fonctionnement.

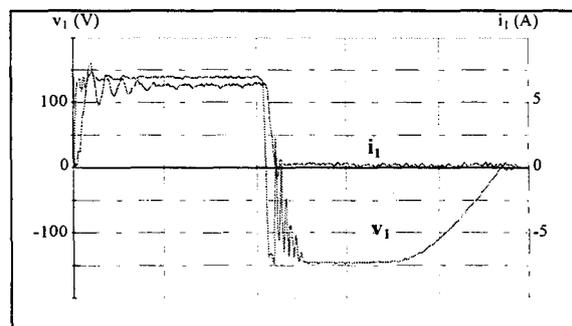


Fig. IV.2 : Relevés expérimentaux pour le transformateur N°2 ($5\mu\text{s}/\text{div}$)

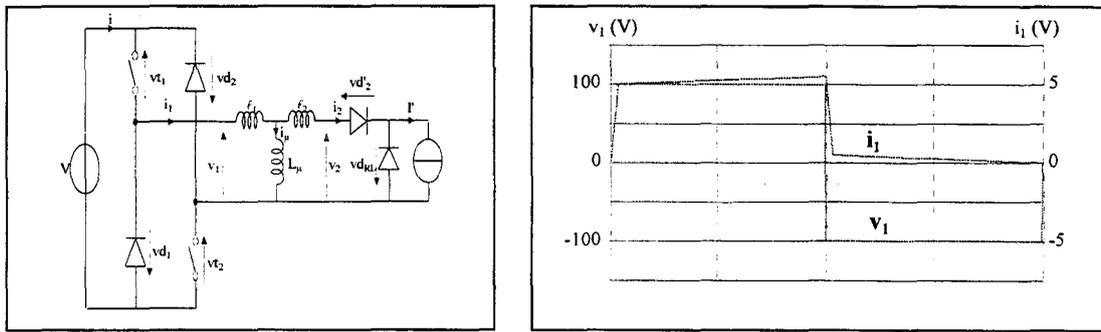


Fig. IV.3 : Effet des inductances de fuite

Les inductances de fuites font apparaître des phases d’empiètement des diodes D_2 et D_{RL} lors des commutations des interrupteurs du pont d’entrée.

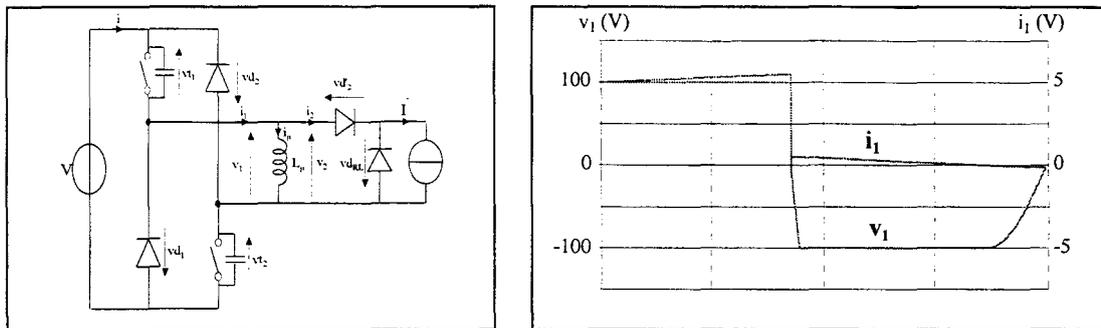


Fig. IV.4 : Effet des capacités parasites des interrupteurs

Les capacités parasites des interrupteurs commandés mettent en évidence la remontée progressive de la tension v_1 lorsque tous les interrupteurs du pont d’entrée sont bloqués.

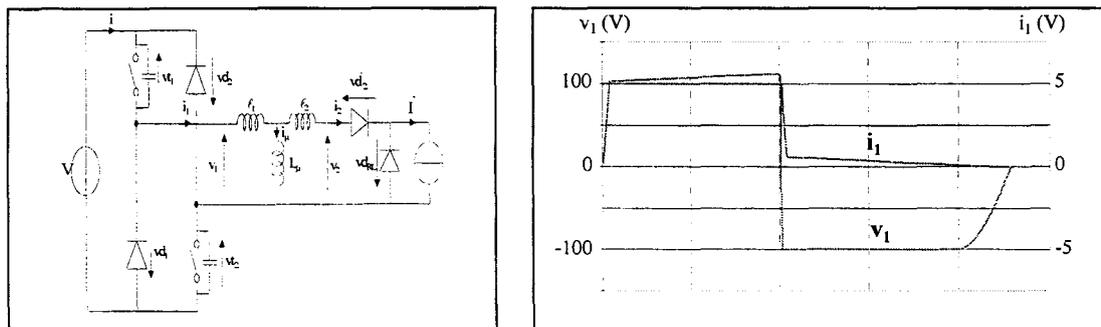


Fig. IV.5 : Association des inductances de fuites et des capacités parasites des interrupteurs

La figure IV.5 présente les deux effets vus précédemment lorsqu’ils sont pris en compte simultanément.

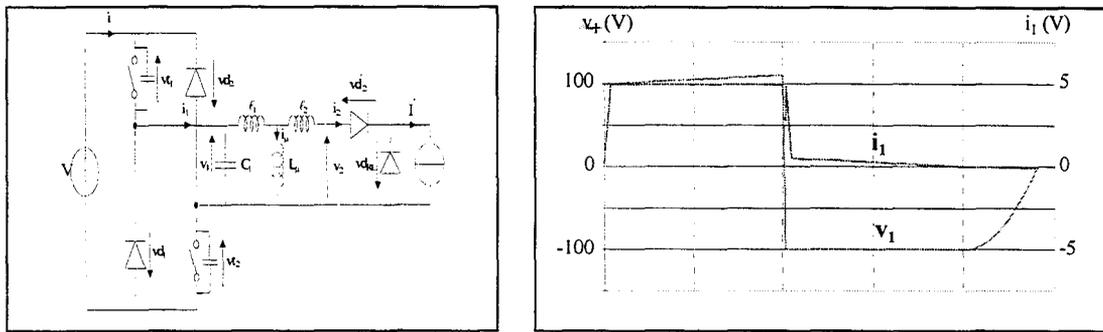


Fig. IV.6 : Association de l_1 , l_2 , C_1 et des capacités des interrupteurs

L'ajout de la capacité parasite C_1 au primaire du transformateur (fig. IV.6) augmente la période de fonctionnement par rapport à la figure IV.5. Son effet reste cependant faible à ce niveau de modélisation.

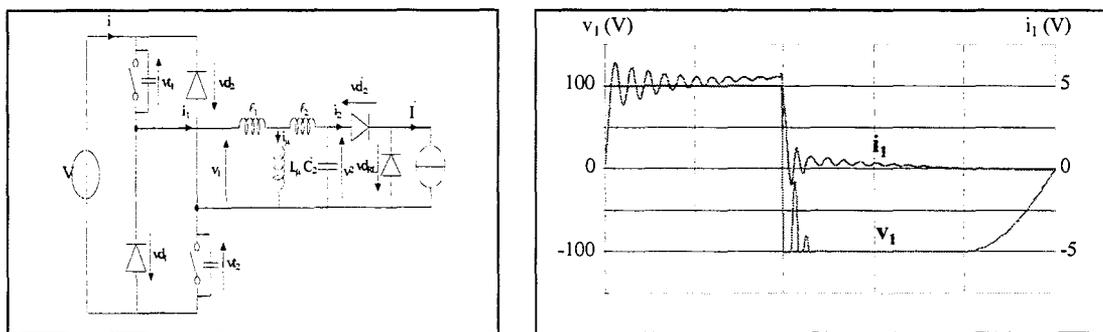


Fig. IV.7 : Association de l_1 , l_2 , C_2 et des capacités des interrupteurs

L'effet de la capacité secondaire C_2 est plus significatif que celui de C_1 . On commence à retrouver les principales oscillations observées sur les formes d'ondes expérimentales (fig. IV.8).

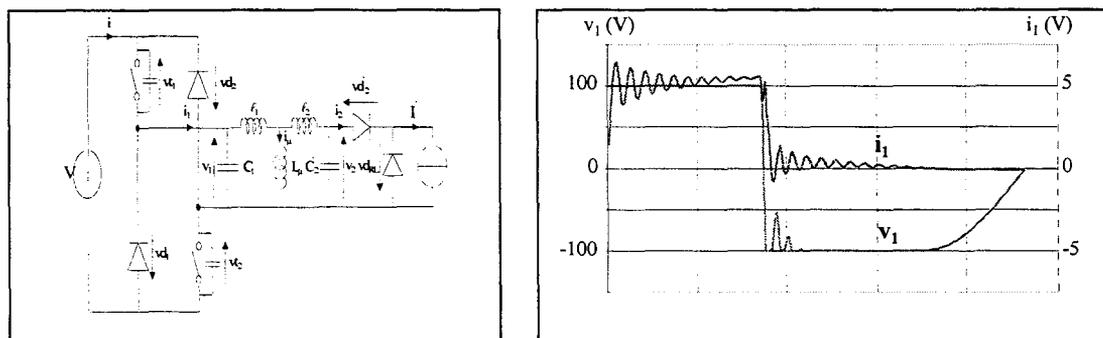


Fig. IV.8 : Association de tous les éléments parasites sans tenir compte du câblage

Sans tenir compte du câblage et pour ce niveau de modélisation, nous obtenons des formes d'ondes assez proches des relevés expérimentaux.

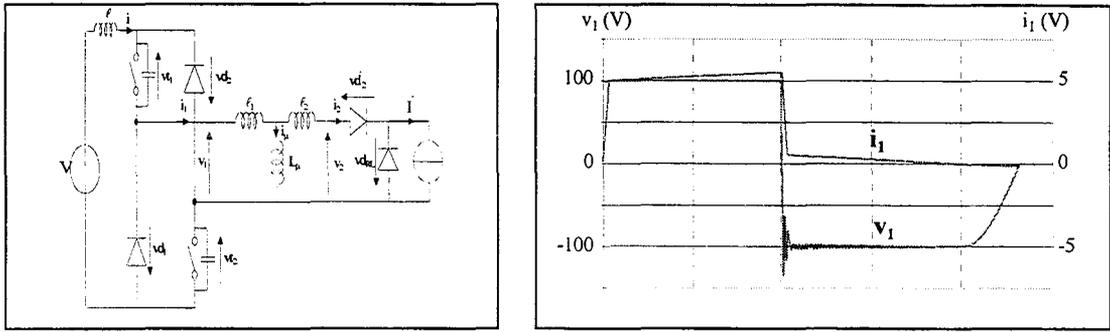


Fig. IV.9 : Association de l , l_1 , l_2 et des capacités des interrupteurs

L'ajout d'une inductance (faible) l représentant l'effet inductif du câblage provoque l'apparition d'oscillations à fréquence élevée lors de certaines phases:

- sans tenir compte des capacités parasites du transformateur (fig. IV.9)
- en tenant compte de C_1 (fig. IV.10)
- en tenant compte de C_2 (fig. IV.11)

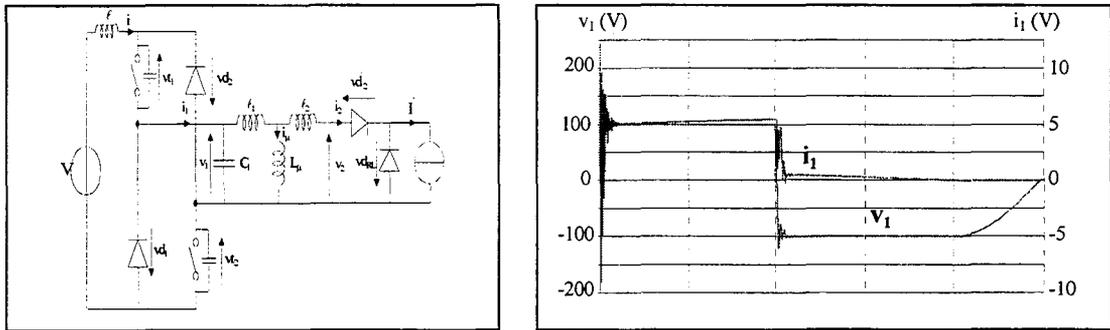


Fig. IV.10 : Association de l , l_1 , l_2 , C_1 et des capacités des interrupteurs

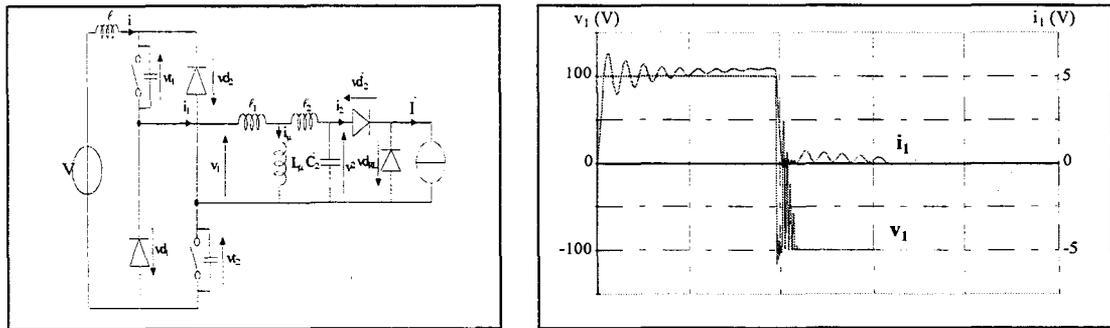


Fig. IV.11 : Association de l , l_1 , l_2 , C_2 et des capacités des interrupteurs

La figure IV.11 s'approche encore un peu plus des formes d'ondes expérimentales par le biais de la prise en compte du câblage.

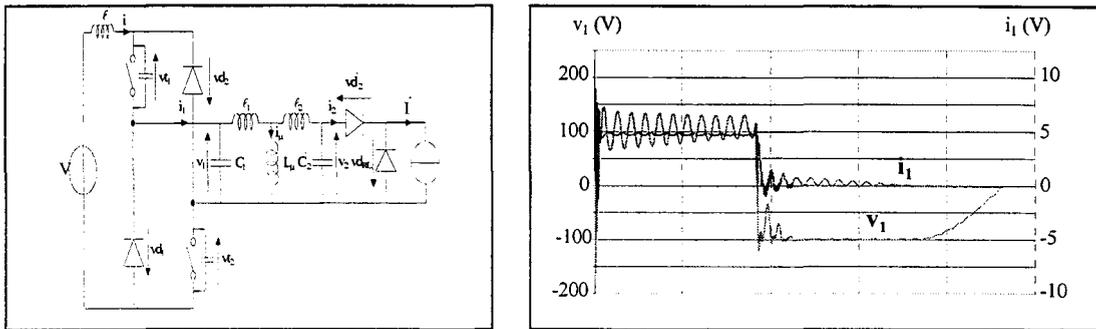


Fig. IV.12 : Association de tous les éléments parasites

La modélisation complète du convertisseur à l'aide des éléments parasites que nous nous sommes imposés permet d'obtenir une représentation somme toute convenable pour un temps de calcul relativement rapide (qqques dizaines de seconde).

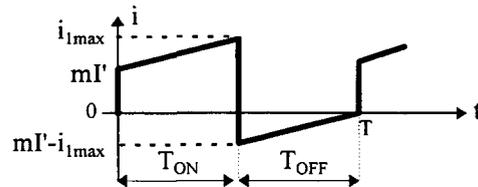
Ces différentes courbes montrent que les éléments parasites n'interviennent pas tous avec la même importance. De plus, on ne peut pas étudier n'importe quelle configuration: on verra aux paragraphes 3.3 et 3.4 qu'on ne peut pas étudier l'influence isolée de l'inductance de câblage ou celle des capacités parasites du transformateur.

Dans cette étude, nous négligerons tous les éléments dissipatifs. Cela est largement justifié en dehors des très basses fréquences et des zones de fréquences de résonance du transformateur.

2.3 Choix des variables et des grandeurs caractéristiques

Les effets des éléments parasites vont être quantifiés par l'intermédiaire d'un paramètre que nous allons définir dans ce paragraphe.

Lorsque les commutations des interrupteurs sont instantanées et que l'on ne tient pas compte des éléments parasites du montage, le courant i fourni par la source d'alimentation V évolue de la façon suivante :



Si T_{ON} est le temps de conduction des transistors et T_{OFF} le temps nécessaire au transformateur pour se démagnétiser complètement, la fréquence maximale de fonctionnement s'écrit :

$$f_{MAX} = \frac{1}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{1}{2 \cdot T_{ON}}$$

La valeur moyenne du courant i est égale à $mI'/2$ et la puissance transmise à la charge est donnée par :

$$V \cdot i_{moyen} = V \cdot m \cdot \frac{I'}{2}$$

qui correspond à V et I' donnés, à la puissance maximale transmissible. Si les commutations ne sont plus instantanées, la fréquence de fonctionnement f est inférieure

à f_{MAX} , la valeur moyenne du courant i sera inférieure à $mI/2$ et la puissance $P=V \cdot i_{moyen} < P_{MAX}$.

La variation de la fréquence de fonctionnement étant directement liée à la valeur des éléments parasites du convertisseur, leurs effets vont pouvoir être quantifiés à l'aide du rapport $G_{MAX} = 2 \cdot i_{moyenMAX} / m \cdot I$ qui, dans le cas idéal, est unitaire.

La direction que nous avons décidé de suivre pour optimiser les caractéristiques de ce convertisseur concerne le choix d'un type de transistor MOS, par le biais de sa capacité parasite drain-source, en fonction des caractéristiques du transformateur utilisé. Ainsi, deux variables liées à ces deux éléments ont été choisies. La première est la valeur du courant i_{μ} atteinte au moment du blocage des interrupteurs commandés rapportée à I' . Cette valeur dépend de l'inductance de magnétisation et est caractéristique d'un point de fonctionnement donné. La seconde, que nous nommons α , fait intervenir entre autres la valeur de la capacité parasite des interrupteurs commandés.

3. INFLUENCE DES ELEMENTS PARASITES PRIS SEPAREMENT

La façon nous allons procéder est la suivante : à partir de la configuration minimale du transformateur, équivalente à son inductance de magnétisation, nous ajoutons successivement les éléments présentés ci-dessus afin de quantifier l'impact propre à chaque paramètre. Pour chaque configuration, nous traçons l'évolution de G_{MAX} en

fonction de $i_{\mu off}/I'$ et de $\alpha = \frac{I'}{V} \sqrt{\frac{L_{\mu}}{\gamma_0/2}}$ où γ_0 est la valeur maximale de la capacité parasite d'un interrupteur.

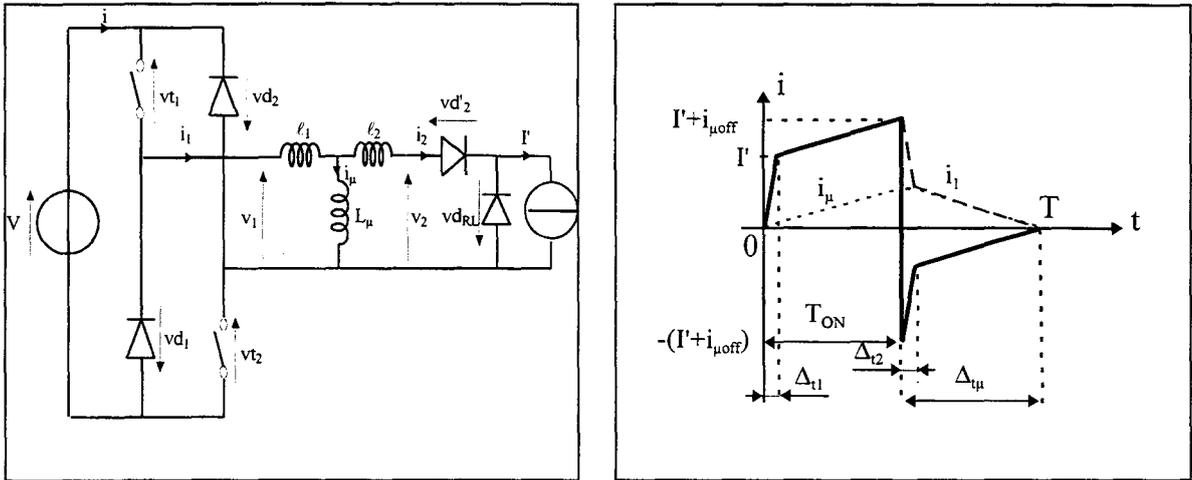
A cause de la lourdeur des calculs analytiques, nous avons choisi de privilégier la simulation numérique et l'expérimentation. Ainsi, seuls deux cas seront traités analytiquement. Pour plus de souplesse, nous avons développé pour chaque configuration, un programme de simulation en Turbo-Pascal. Tous les calculs qui vont être développés par la suite supposent que le courant dans la charge reste constant et égal à I' et que le transformateur est à rapport de transformation unitaire. Les schémas équivalents sont donnés dans le cas où les éléments sont ramenés au primaire.

3.1 Influence des inductances de fuites du transformateur

Une étude semblable a déjà été faite au chapitre I. Nous la reprenons ici pour qu'elle présente un caractère uniforme à celui des autres schémas étudiés par la suite.

3.1.1 Schéma du montage et fonctionnement

La présence des inductances de fuites ℓ_1 et ℓ_2 interdit la discontinuité du courant i_1 et provoque un phénomène d'empiètement des diodes D_2 et D_{RL} lors de la mise en conduction et du blocage des interrupteurs commandés. Deux phases supplémentaires apparaissent alors par rapport au cas idéal étudié précédemment. La figure IV.13 montre le montage étudié et l'allure des courants i_1 , i_{μ} et i .

Fig. IV.13 : Schéma du montage - Allure des courants i_1 , i_μ et i

• **Etat initial** : Les interrupteurs T_1 et T_2 sont ouverts, les diodes D_1 et D_2 sont passantes:

$v_1 = -V$ et v_2 est négative, donc la diode D'_2 est bloquée et D_{RL} est passante.

$$i_2 = 0 \quad \frac{di_1}{dt} = -\frac{V}{\ell_1 + L_\mu}$$

La période T est minimale lorsque les interrupteurs sont commandés à la fermeture dès que i_1 , et donc i_μ , passent par zéro.

• **Phase 1** : intervalle de temps Δt_1 , 1^{er} empîement

Lorsque les interrupteurs T_1 et T_2 , supposés idéaux, sont commandés à la fermeture, le courant i_2 ne peut passer instantanément de 0 à I' , ce qui provoque la conduction simultanée des diodes D'_2 et D_{RL} ; on a alors :

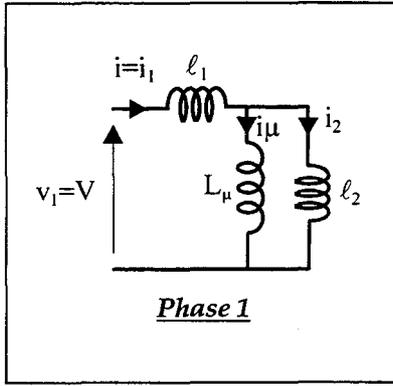
$$v_1 = V = \ell_1 \frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{di_\mu}{dt}$$

$$i_1 = i_2 + i_\mu \rightarrow V = \ell_1 \frac{di_2}{dt} + (\ell_1 + L_\mu) \frac{di_\mu}{dt}$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{V - (\ell_1 + L_\mu) \frac{di_\mu}{dt}}{\ell_1}$$

Pour que le courant i_2 augmente, il faut que $V > (\ell_1 + L_\mu) \frac{di_\mu}{dt}$

D'_2 et D_{RL} conduisent et $v_2 = 0$. Le schéma équivalent ainsi que les expressions des variations des différents courants sont donnés ci-dessous.



- $\frac{di_2}{dt} = \frac{V}{l_2} \cdot \frac{\frac{l_2 L_\mu}{l_2 + L_\mu}}{l_1 + \frac{l_2 L_\mu}{l_2 + L_\mu}} = \frac{V}{l_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{l_1}{L_\mu} \left(1 + \frac{L_\mu}{l_2}\right)}$
- $\frac{di_\mu}{dt} = \frac{V}{L_\mu} \cdot \frac{1}{1 + \frac{l_1}{L_\mu} \left(1 + \frac{L_\mu}{l_2}\right)}$ et $\frac{di_1}{dt} = \frac{di_\mu}{dt} + \frac{di_2}{dt}$

A partir de ces équations, on détermine les expressions de Δt_1 et de Δi_μ . En effet cette phase se termine quand $i_2 = I'$ donc pour $\Delta i_2 = I'$

$$\frac{I'}{\Delta t_1} = \frac{V}{L_\mu} \cdot \frac{1}{\frac{l_2}{L_\mu}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{l_1}{L_\mu} \left(1 + \frac{L_\mu}{l_2}\right)}$$

$$\frac{\Delta i_\mu}{\Delta t_1} = \frac{V}{L_\mu} \cdot \frac{1}{1 + \frac{l_1}{L_\mu} \left(1 + \frac{L_\mu}{l_2}\right)}$$

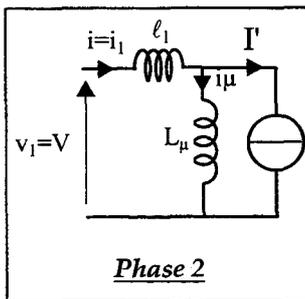
soit,

$$\Delta t_1 = \frac{L_\mu I'}{V} \cdot \left[\frac{l_2}{L_\mu} + \frac{l_1}{L_\mu} \left(1 + \frac{l_2}{L_\mu}\right) \right] \quad (\text{IV.1})$$

$$\Delta i_\mu = I' \cdot \frac{l_2}{L_\mu} \quad (\text{IV.2})$$

- **Phase 2** : intervalle de temps $T_{\text{ON}} - \Delta t_1$, transfert direct d'énergie à la charge

La diode DRL est bloquée et la tension V est appliquée aux bornes de l_1 et L_μ , ce qui permet au courant i_μ de croître.



- $i_1 = i_\mu + I'$
- $\frac{di_1}{dt} = \frac{di_\mu}{dt} = \frac{V}{L_\mu} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{l_1}{L_\mu}\right)}$

La phase se termine en $t=T_{\text{ON}}$ quand on commande l'ouverture des interrupteurs T1 et

T2. On a alors $i_\mu = i_{\mu\text{off}}$ donc pour $\Delta i_\mu = i_{\mu\text{off}} - I' \frac{l_2}{L_\mu}$

$$\frac{i_{\mu\text{off}} - I' \frac{\ell_2}{L_\mu}}{T_{\text{ON}} - \Delta t_1} = \frac{V}{L_\mu} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{\ell_1}{L_\mu}\right)}$$

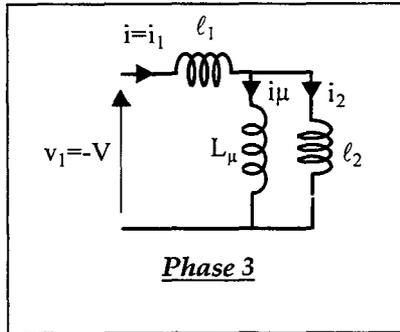
On obtient les expressions suivantes :

$$\frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} = -\frac{\ell_2}{L_\mu} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\ell_1}{L_\mu}} \cdot \frac{T_{\text{ON}} - \Delta t_1}{\left(\frac{L_\mu I'}{V}\right)} \quad (\text{IV.3})$$

$$T_{\text{ON}} = \frac{L_\mu}{V} \left[\frac{\ell_1}{L_\mu} + \left(1 + \frac{\ell_1}{L_\mu}\right) \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} \right] \quad (\text{IV.4})$$

- **Phase 3** : intervalle de temps Δt_2 , 2ème empiètement

L'ouverture commandée de T_1 et T_2 entraîne la mise en conduction des diodes D_1 et D_2 qui reprennent le courant i_1 . La tension v_2 devient négative et D_{RL} devient passante. Comme i_2 ne peut pas passer instantanément de I' à 0, D'_2 et D_{RL} conduisent simultanément et $v_2=0$. On a donc au signe près, les mêmes expressions des variations des courants que pendant la phase 1.



$$\begin{aligned} \bullet \quad \frac{di_2}{dt} &= -\frac{V}{\ell_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\ell_1}{L_\mu} \left(1 + \frac{L_\mu}{\ell_2}\right)} \\ \bullet \quad \frac{di_\mu}{dt} &= -\frac{V}{L_\mu} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\ell_1}{L_\mu} \left(1 + \frac{L_\mu}{\ell_2}\right)} \end{aligned}$$

Cette phase se termine quand, en étant parti de I' , i_2 atteint 0, soit,

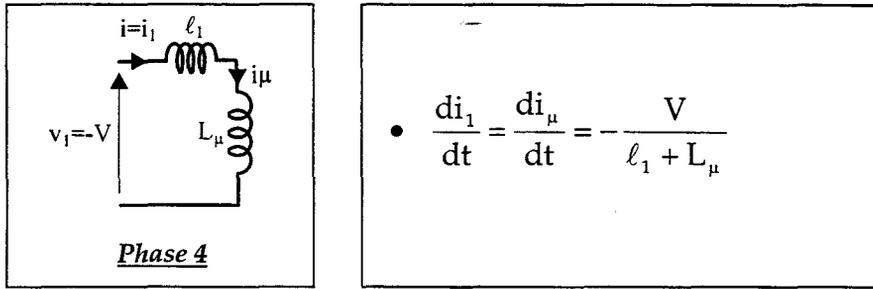
$$\Delta t_2 = \frac{L_\mu I'}{V} \cdot \left[\frac{\ell_2}{L_\mu} + \frac{\ell_1}{L_\mu} \left(1 + \frac{\ell_2}{L_\mu}\right) \right] \quad (\text{IV.5})$$

$$\Delta i_\mu = I' \cdot \frac{\ell_2^2}{L_\mu} \quad (\text{IV.6})$$

En $t = T_{\text{ON}} + \Delta t_2$ on a $i_\mu = i_{\mu\text{off}} - I' \cdot \frac{\ell_2}{L_\mu}$

- **Phase 4** : intervalle de temps $\Delta t_\mu - \Delta t_2$, fin de la démagnétisation

L'annulation du courant i_2 entraîne le blocage de D'_2 . La démagnétisation du transformateur se poursuit par l'intermédiaire de D_1 et D_2 . On obtient donc :



Le courant i_μ passe de $i_{\mu\text{off}} - \Delta i_\mu$ en $T_{\text{ON}} + \Delta t_2$ à zéro en $T_{\text{ON}} + \Delta t_\mu$, soit :

$$\frac{i_{\mu\text{off}} - \Delta i_\mu}{\Delta t_\mu - \Delta t_2} = \frac{V}{L_\mu \left(1 + \frac{l_1}{L_\mu}\right)}$$

ce qui donne en remplaçant Δi_μ et Δt_2 par leurs expressions :

$$\Delta t_\mu - \Delta t_2 = \frac{L_\mu I'}{V} \left[\frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} \cdot \left(1 + \frac{l_1}{L_\mu}\right) - \frac{l_2}{L_\mu} \cdot \left(1 + \frac{l_1}{L_\mu}\right) \right]$$

$$\Delta t_\mu = \frac{L_\mu I'}{V} \cdot \left[\frac{l_1}{L_\mu} + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} \left(1 + \frac{l_1}{L_\mu}\right) \right] \quad (\text{IV.7})$$

3.1.2 Calcul de G_{MAX}

La durée minimale de la période de fonctionnement est de :

$$T_{\text{ON}} + \Delta t_\mu = 2 \frac{L_\mu I'}{V} \cdot \left[\left(1 + \frac{l_1}{L_\mu}\right) \cdot \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} + \frac{l_1}{L_\mu} \right]$$

La valeur de G_{MAX} s'exprime alors (cf annexe 1) :

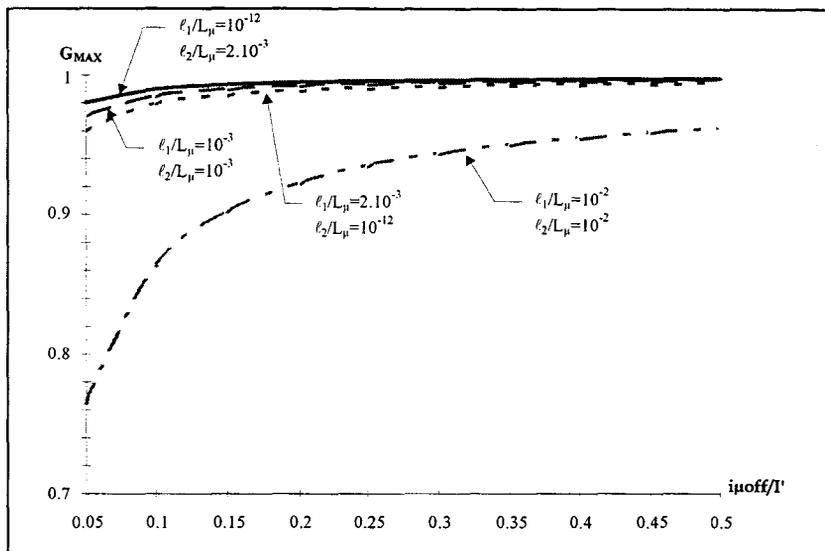
$$G_{\text{MAX}} = \frac{i_{\text{moyenMAX}}}{I'/2} = \frac{2}{T_{\text{ON}} + \Delta t_\mu} \cdot \left[\frac{\Delta t_1}{2} + (T_{\text{ON}} - \Delta t_1) \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right) - \frac{1}{2} \cdot \Delta t_2 \cdot \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right) - \frac{1}{2} \cdot \Delta t_\mu \cdot \left(\frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} - \frac{\Delta i_\mu}{I'}\right) \right]$$

En utilisant les relations (IV.1) à (IV.7), on obtient :

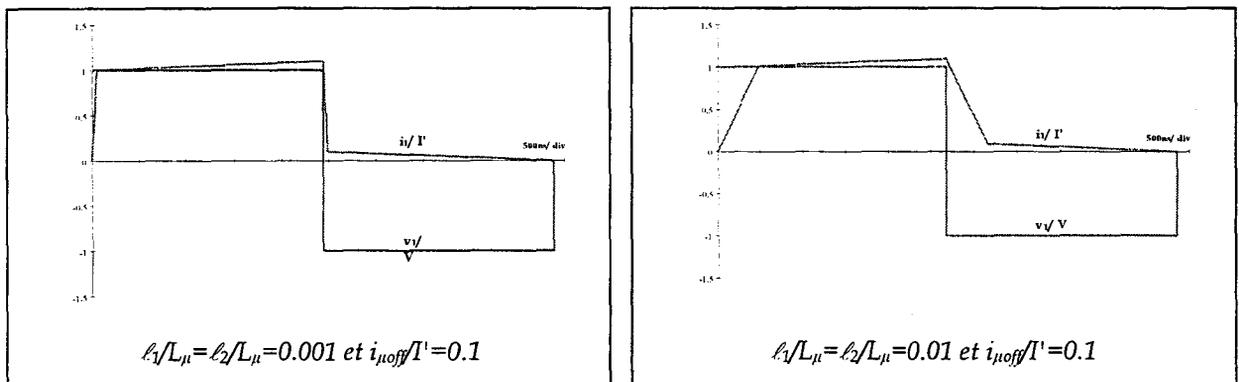
$$G_{\text{MAX}} = \frac{\frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} \left(2 + 3 \frac{l_2}{L_\mu} - \frac{l_1 l_2}{L_\mu^2} \right) - \frac{l_1 l_2}{L_\mu^2}}{2 \left[\left(1 + \frac{l_1}{L_\mu}\right) \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} + \frac{l_1}{L_\mu} \right]}$$

3.1.3 Evolution de G_{MAX} en fonction de $i_{\mu\text{off}}/I'$

L'allure de G_{MAX} en fonction de $i_{\mu\text{off}}/I'$ est donnée à la figure IV.14. Comme on pouvait s'y attendre, la valeur maximale de i_{moyen} chute d'autant plus que la valeur des inductances de fuites est grande (Δt_2 augmente).

Fig. IV.14 : Allure de G_{MAX} en fonction de l_1 et l_2

D'autre part, la prise en compte d'une inductance totale de fuites ramenée au primaire ou au secondaire provoque une légère variation de la caractéristique. Elles restent toutefois assez proches ce qui conforte le choix de la représentation des inductances de fuites dans notre modèle. Les formes d'ondes de la figure IV.15 représentent le courant et la tension aux bornes du transformateur pour deux valeurs de l_1/L_μ et l_2/L_μ .

Fig. IV.15 : Formes d'ondes de v_1 et i_1

La forte variation de G_{MAX} pour les deux points de fonctionnement précédents s'explique par le fait que plus l'inductance de fuites est élevée et plus les temps de montée du courant i_1 augmentent. La période de fonctionnement est alors plus grande et la valeur moyenne plus faible.

3.2 Influence des capacités parasites des interrupteurs commandés

La configuration étudiée est donnée à la figure IV.16 sur laquelle on a ajouté aux bornes des interrupteurs commandés, des capacités parasites. Ce modèle simplifié ne peut être utilisé que lors de la commutation à l'ouverture des interrupteurs. La commutation à la fermeture est considérée comme instantanée. L'étude de ce circuit va

être réalisée d'abord dans le cas où l'on considère les capacités constantes et ensuite dans le cas où on tient compte du fait que ces dernières évoluent de façon non-linéaire.

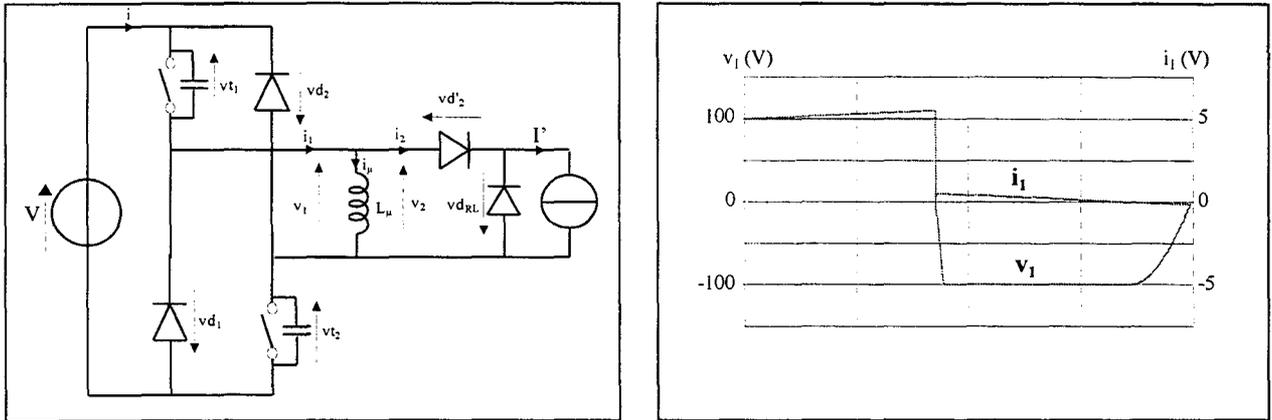


Fig. IV.16 : Schéma et formes d'ondes lorsque l'on tient compte des capacités parasites des interrupteurs commandés

3.2.1 Capacités parasites fixes

L'existence des capacités parasites interdit les discontinuités de v_{t1} et v_{t2} , et donc de la tension primaire v_1 (sauf à la fermeture supposée instantanée). Leur prise en compte permet de justifier l'évolution relativement lente de v_1 entre $-V$ et 0 .

3.2.1.1 Etude topologique

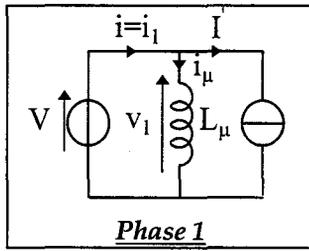
Une période de fonctionnement se décompose ici en cinq phases successives (fig. IV.21 et IV.22) qui permettent la détermination de la valeur moyenne du courant fourni par la source de tension. Pour chaque phase, les temps seront comptés à partir du début de l'intervalle étudié.

Les conditions initiales sont :

$$\begin{cases} v_{t1} = v_{t2} = 0 \\ v_1 = V \\ i = i_1 = I' - i_{10} \\ i_\mu = i_2 = i_{10} \\ i_{d_{RL}} = 0 \end{cases}$$

- **Phase 1** : intervalle de temps t_1

Cette phase débute au moment de la fermeture instantanée de T_1 et T_2 , la tension V est alors directement appliquée à l'inductance de magnétisation L_μ . La tension v_1 étant positive, la diode D'_2 conduit. Le schéma équivalent de cette phase est le suivant :



$$\bullet \frac{di_1}{dt} = \frac{di_\mu}{dt} = \frac{V}{\ell_1 + L_\mu}$$

$$v_1 = V = L_\mu \frac{di_\mu}{dt} \rightarrow i_\mu = \frac{V}{L_\mu} t + i_{10}$$

$$i = i_1 = i_\mu + I' = \frac{V}{L_\mu} \cdot t + I' + i_{10}$$

En grandeurs réduites et en posant $\alpha = \frac{I'}{V} \cdot \sqrt{\frac{L_\mu}{\gamma_0/2}}$ et $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\mu \gamma_0/2}}$, on obtient :

$$\frac{i}{I'} = \frac{i_1}{I'} = \frac{i_\mu}{I'} + 1 = \frac{\omega_0 t}{\alpha} + \frac{i_{10}}{I'} + 1$$

Cette phase se termine à $t=t_1$, quand on commande l'ouverture de T_1 et T_2 . On a alors $i_\mu = i_{\mu\text{off}}$, ce qui donne :

$$\omega_0 t_1 = \alpha \left(\frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} - \frac{i_{10}}{I'} \right)$$

• **Phase 2** : intervalle de temps t_2

Au moment où on ouvre T_1 et T_2 , les tensions v_{t1} et v_{t2} ne peuvent subir de discontinuités à cause des capacités parasites. Ainsi la tension v_1 , et donc v_2 , reste momentanément positive. Seule D_2 conduit. Le schéma équivalent ainsi que le plan de phase sont donnés à la figure IV.17.

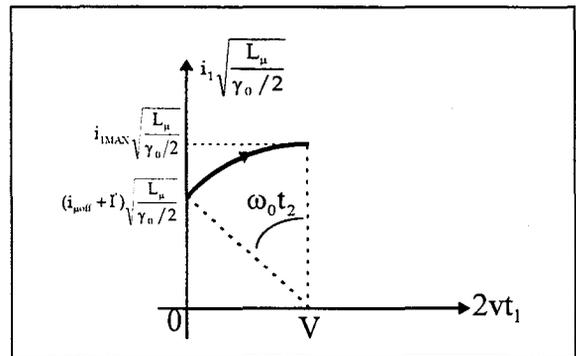
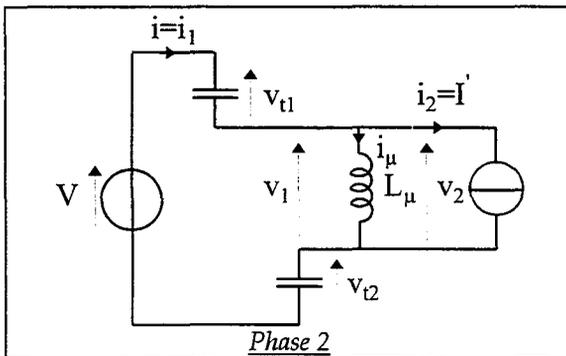


Fig. IV.17 : Schéma équivalent et plan de phase

La tension $v_{t1} = v_{t2}$ et le courant $i = i_1$ vérifient les équations suivantes:

$$V = v_{t1} + L_\mu \frac{di_1}{dt} + v_{t2}$$

$$\gamma_0 \frac{dv_{t1}}{dt} = i_1$$

On en déduit leurs expressions:

$$\begin{cases} \frac{vt_1}{V} = \frac{vt_2}{V} = \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos \omega_0 t) + \frac{\alpha}{2} \cdot \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right) \cdot \sin \omega_0 t \\ \frac{i}{I'} = \frac{i_1}{I'} = \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{\alpha} \cdot \sin \omega_0 t \end{cases}$$

Ces expressions restent valables jusqu'à ce que D'_2 se bloque en $\omega_0 t_2$ lorsque vt_1 et vt_2 atteignent $\frac{V}{2}$, ce qui annule v_2 . A ce moment, i_μ cesse d'augmenter, et $\omega_0 t_2$ est solution de:

$$\frac{V}{2} = \frac{1}{2} \cdot (1 - \cos \omega_0 t_2) + \frac{\alpha}{2} \cdot \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right) \cdot \sin \omega_0 t_2 = \frac{1}{2}$$

$$\cos \omega_0 t_2 = \alpha \cdot \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right) \cdot \sin \omega_0 t_2$$

La durée de cette phase est alors de :

$$\omega_0 t_2 = \text{Arctg} \frac{1}{\alpha \cdot \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right)}$$

La valeur maximale du courant i_1 est donnée par le rayon du cercle dans le plan de phase (fig. IV.17), soit :

$$\begin{aligned} i_{1\text{MAX}} \cdot \sqrt{\frac{L_\mu}{\gamma_0/2}} &= \sqrt{V^2 + (i_{\mu\text{off}} + I')^2 \cdot \frac{L_\mu}{\gamma_0/2}} \\ &= \sqrt{V^2 + I'^2 \cdot \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right)^2 \cdot \frac{L_\mu}{\gamma_0/2}} \end{aligned}$$

d'où

$$\frac{i_{1\text{MAX}}}{I'} = \sqrt{2 \cdot \frac{L_\mu}{\gamma_0} \cdot \left(\frac{V}{I'}\right)^2 + \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right)^2}$$

$$\frac{i_{1\text{MAX}}}{I'} = \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} + \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'}\right)^2}$$

• **Phase 3** : intervalle de temps t_3

Quand la tension v_2 devient négative, la diode D'_2 se bloque et D_{RL} conduit instantanément le courant I' . Le schéma équivalent et le plan de phase sont donnés à la figure IV.18 :

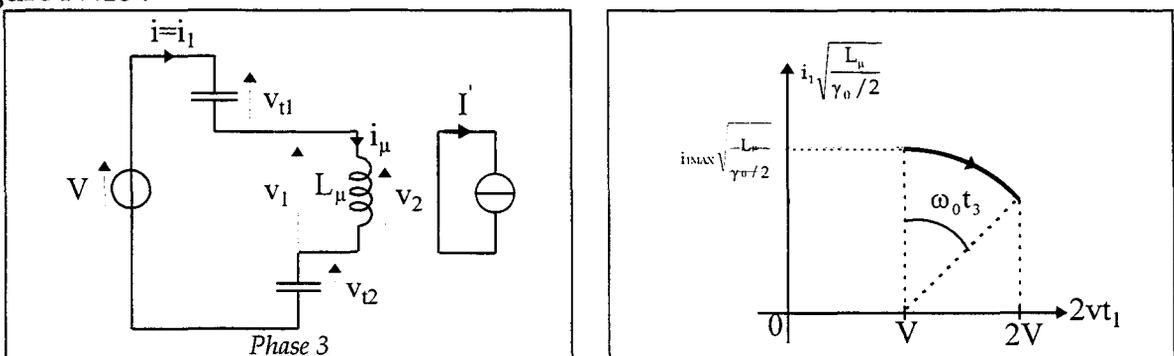


Fig. IV.18 : Schéma équivalent et plan de phase

La tension $v_{t1}=v_{t2}$ et le courant $i=i_1$ vérifient les équations suivantes:

$$V = v_{t1} + L_{\mu} \frac{di_1}{dt} + v_{t2}$$

$$\gamma_0 \frac{dv_{t1}}{dt} = i_1$$

Les évolutions des grandeurs d'état sont données par:

$$\begin{cases} \frac{v_{t1}}{V} = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \alpha \cdot \left(\frac{i_{1MAX}}{I'} - 1 \right) \cdot \sin \omega_0 t \right] \\ \frac{i}{I'} = \frac{i_1}{I'} = \left(\frac{i_{1MAX}}{I'} - 1 \right) \cdot \cos \omega_0 t \end{cases}$$

Cette phase se termine en t_3 quand les tensions aux bornes des diodes d'entrée cessent d'être négatives, lorsque v_{t1} et v_{t2} atteignent V pour :

$$\omega_0 t_3 = \text{Arc sin} \frac{1}{\alpha \cdot \left(\frac{i_{1MAX}}{I'} - 1 \right)}$$

Le courant $i=i_1$ vaut alors :

$$\frac{i(\omega_0 t_3)}{I'} = \left(\frac{i_{1MAX}}{I'} - 1 \right) \cdot \cos \omega_0 t_3 = \frac{1}{\alpha} \cdot \sqrt{\alpha^2 \cdot \left(\frac{i_{1MAX}}{I'} - 1 \right)^2 - 1} \geq 0$$

• **Phase 4** : intervalle de temps t_4

Cette phase débute lorsque les diodes D_1 et D_2 deviennent conductrices car les tensions v_{t1} et v_{t2} ont atteint la valeur V , et se termine quand D_1 et D_2 se bloquent au passage par 0 de $i = -i_1 = -i_{\mu}$. On obtient alors :

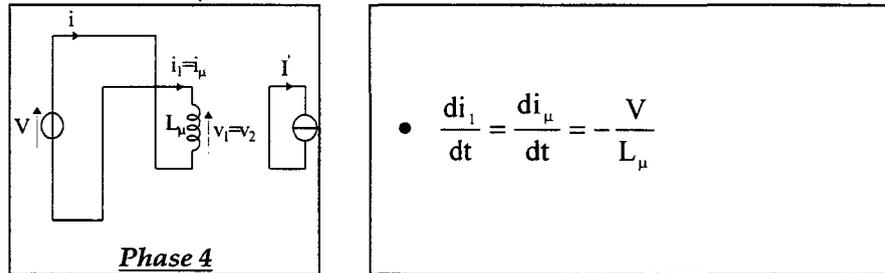


Figure IV.19: Schéma équivalent et plan de phase

$$v_1 = -V = L_{\mu} \cdot \frac{di_{\mu}}{dt} \quad \text{et} \quad i = -i_1 = -i_{\mu} = \frac{V}{L_{\mu}} t - i_1(\omega_0 t_3)$$

$$\frac{i}{I'} = \frac{-i_1}{I'} = \frac{-i_{\mu}}{I'} = \frac{1}{\alpha} \cdot \omega_0 t - \frac{i_1(\omega_0 t_3)}{I'}$$

A $t=t_4$, $i = -i_1 = -i_{\mu} = 0$, qui donne :

$$\omega_0 t_4 = \alpha \cdot \frac{i_1(\omega_0 t_3)}{I'}$$

Cet instant ne correspond pas au retour à l'état initial car au moment où les diodes D_1 et D_2 se bloquent, la tension aux bornes des capacités continue d'évoluer jusqu'à ce que la tension aux bornes des interrupteurs commandés T_1 et T_2 atteigne la valeur $V/2$.

- **Phase 5** : intervalle de temps t_5

On retrouve exactement la configuration de la phase 3 mais avec des conditions initiales différentes. Le schéma équivalent et le plan de phase sont donnés à la figure IV.20.

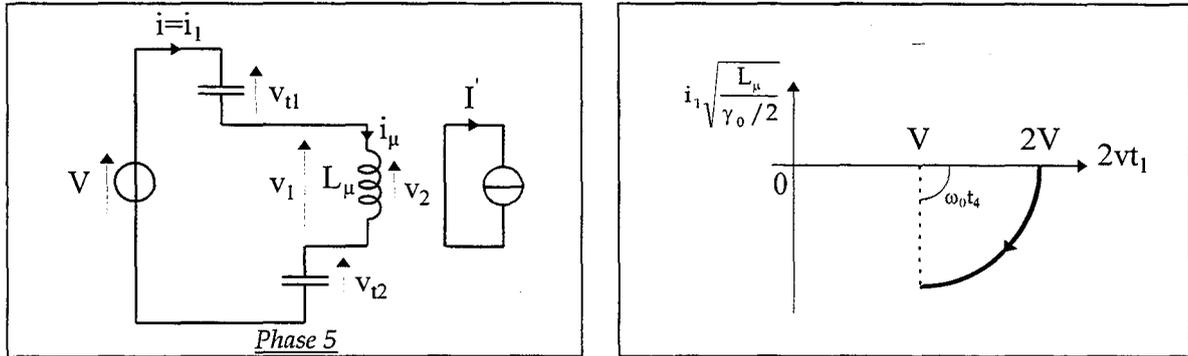


Fig. IV.20 : Schéma équivalent et plan de phase

Les grandeurs d'état évoluent de la manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{v_{t1}}{V} = \frac{1}{2} \cdot (1 + \cos \omega_0 t) \\ \frac{i}{I'} = \frac{i_1}{I'} = \frac{i_\mu}{I'} = -\frac{1}{\alpha} \cdot \sin \omega_0 t \end{cases}$$

Cette phase dure jusqu'au moment où la tension v_1 atteint la valeur 0 ce qui occasionne la mise en conduction de la diode D'_2 . A ce moment, les deux diodes D'_2 et D_{RL} conduisent en même temps et le courant i_μ reste constant et égal à $-1/\alpha$.

La durée minimale de la phase 5 est donc :

$$\omega_0 t_5 = \frac{\pi}{2}$$

La valeur du courant i à cet instant est celle i_{10} qui a été utilisée comme valeur initiale pour la phase 1. Elle est donnée par :

$$\frac{i}{I'} = \frac{i_1}{I'} = \frac{i_\mu}{I'} = -\frac{1}{\alpha} = \frac{i_{10}}{I'} \text{ et donc } i_{10} = -\frac{I'}{\alpha} = -V \sqrt{\frac{\gamma_0/2}{L_\mu}}$$

Les formes d'ondes et le plan de phase pour le régime permanent sont donnés aux figures IV.21 et IV.22.

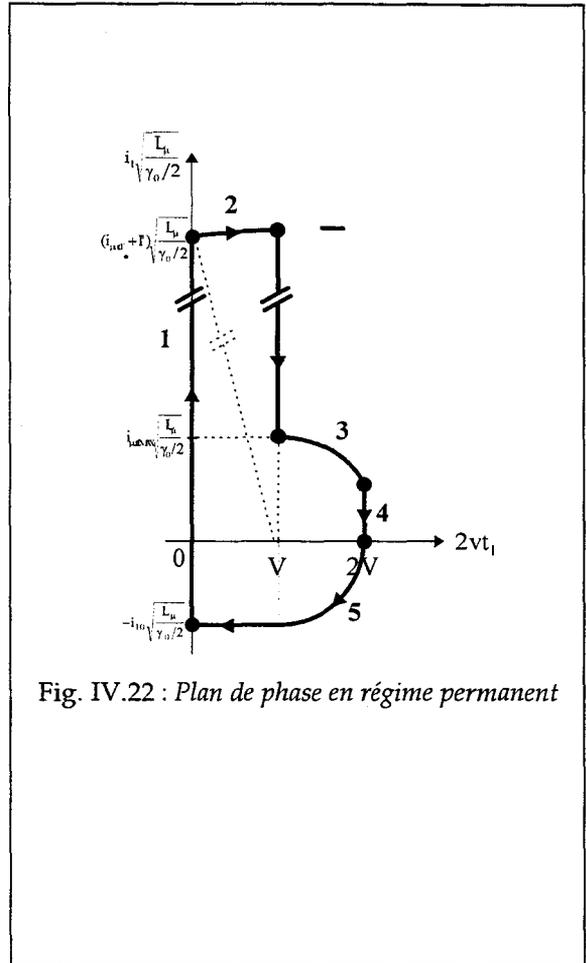
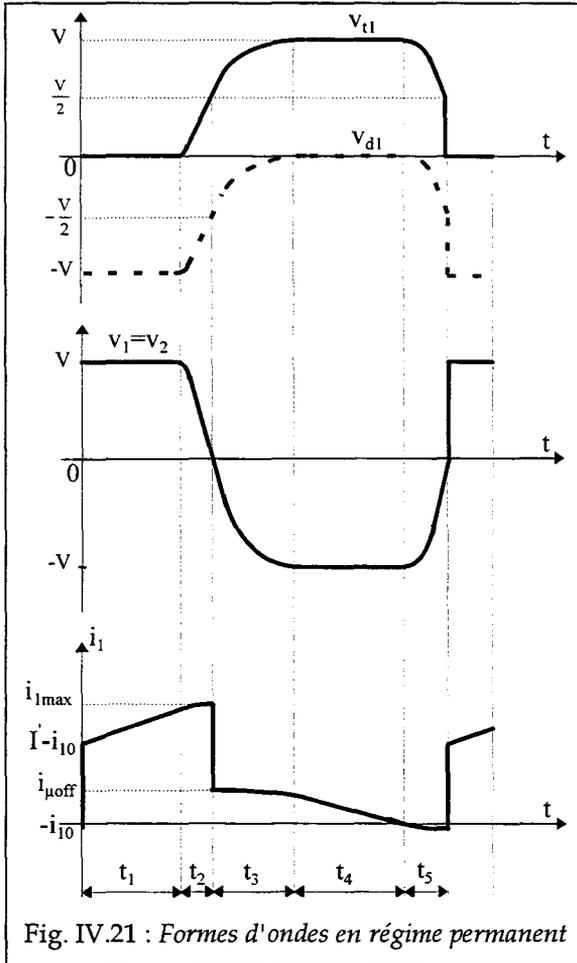
3.2.1.2 Calcul de G_{MAX}

La valeur moyenne maximale du courant i s'exprime :

$$\frac{i_{\text{moyenMAX}}}{I'} = \frac{1}{\omega_0 T} \int_0^{\omega_0 T} \frac{i(\omega_0 t)}{I'} \cdot d\omega_0 t$$

avec $\omega_0 T = \omega_0 (t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5)$

$$\frac{i_{\text{moyenMAX}}}{I'} = \frac{1}{\omega_0 T} \left\{ \int_0^{\omega_0 t_1} \left(\frac{1}{\alpha} \cdot (\omega_0 t - 1) + 1 \right) \cdot d\omega_0 t + \int_0^{\omega_0 t_2} \left(\left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} \right) \cdot \cos \omega_0 t + \frac{1}{\alpha} \cdot \sin \omega_0 t \right) \cdot d\omega_0 t + \int_0^{\omega_0 t_3} \left(\frac{i_{1\text{MAX}}}{I'} - 1 \right) \cdot \cos \omega_0 t \cdot d\omega_0 t + \int_0^{\omega_0 t_4} \left(\frac{1}{\alpha} \cdot \omega_0 t - \frac{i_1(\omega_0 t_3)}{I'} \right) \cdot d\omega_0 t + \int_0^{\omega_0 t_5} \left(-\frac{1}{\alpha} \cdot \sin \omega_0 t \right) \cdot d\omega_0 t \right\}$$



Ce qui donne en remplaçant les temps par leurs expressions :

$$G_{\text{MAX}} = \frac{2 \cdot i_{\text{moyenMAX}}}{I'} = \frac{1}{\omega_0 T} \left[\frac{1}{\alpha} - \alpha \left(1 - 2 \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} + \left(1 + \frac{i_{\mu\text{off}}}{I'} \right)^2} \right) \right]$$

Avec $\omega_0 T = \omega_0 \cdot (t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5)$

Ainsi, si on limite la modélisation du transformateur à son inductance de magnétisation et les interrupteurs commandés à un modèle binaire associé à une capacité (sauf à la fermeture supposée instantanée), l'évolution de G_{MAX} en fonction de $i_{\mu\text{off}}/I'$ et de α est donnée à la figure IV.22. On représente également les formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes du transformateur obtenues par simulation.

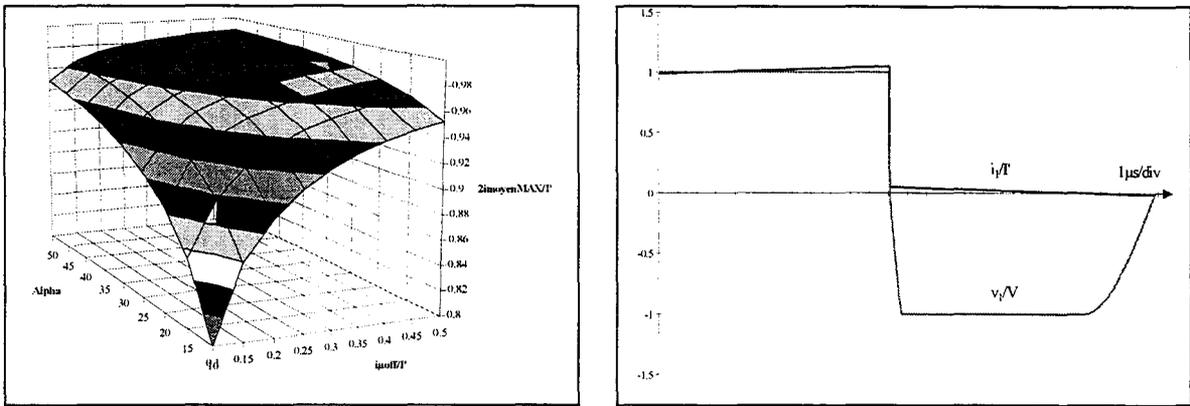


Fig. IV.22 : Evolution de G_{MAX} en fonction de $i_{\mu off} / I$ et de α
et formes d'ondes aux bornes du transformateur

Pour les faibles valeurs de α qui correspondent, à I et V donnés, à une forte valeur de γ_0 (ou faible de L_μ), la durée de la phase 5 est grande par rapport aux autres phases. La période de fonctionnement est alors élevée et fournit ainsi une valeur faible de G_{MAX} . Ce rapport augmente avec la valeur du courant magnétisant au moment du blocage des interrupteurs commandés. En effet, la durée de la phase 3 dépend de la valeur de $i_{\mu off}$. Plus cette valeur est élevée et plus t_3 est faible provoquant ainsi une diminution de la période de fonctionnement et donc l'augmentation de G_{MAX} . Pour les valeurs élevées de α qui correspondent à une valeur faible de γ_0 (ou forte de L_μ) cela revient en définitive à négliger l'effet des capacités parasites. Ainsi, si on doit travailler avec des transistors dont la valeur de γ_0 est élevée (α faible), il est nécessaire d'avoir un transformateur qui permet d'obtenir une valeur du courant magnétisant relativement élevée (L_μ faible).

3.2.2 Capacités parasites variables

La non-linéarité de la capacité parasite du MOS est prise en compte par l'intermédiaire de la loi de variation qui suit :

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{\sqrt{1 + \frac{v_t}{V_0}}}$$

Avec :

- v_t : tension aux bornes de l'interrupteur
- V_0 : barrière de potentiel, de l'ordre de 1 volt
- γ_0 : capacité de jonction du transistor MOS sous polarisation nulle

La figure IV.23 présente les résultats obtenus pour trois valeurs du rapport V/V_0 .

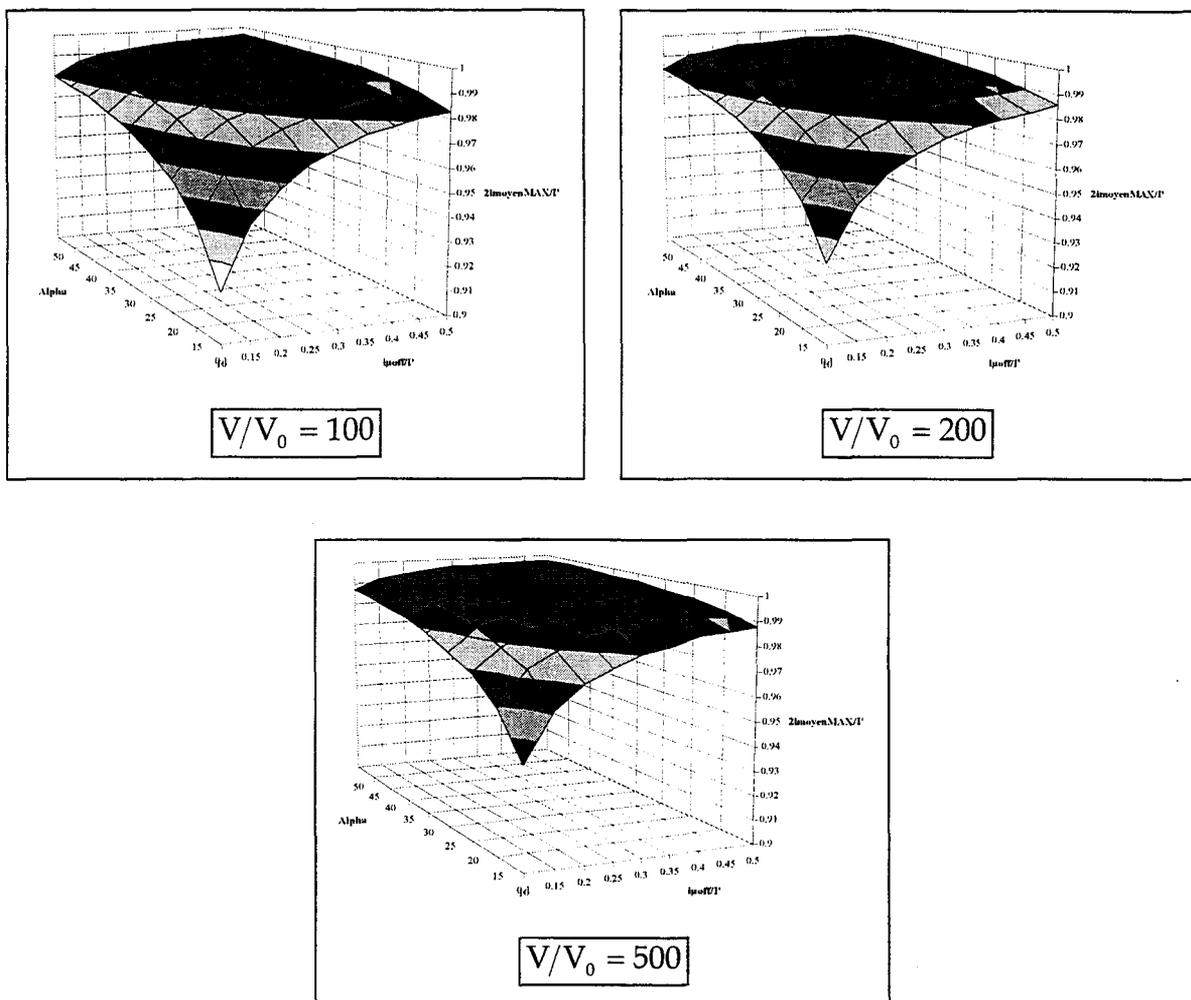


Fig. IV.23 : Evolution de G_{MAX} pour différentes valeurs de V/V_0

On remarque que l'augmentation du rapport V/V_0 permet d'améliorer, à ce niveau de modélisation, les caractéristiques du convertisseur. Ceci est logique en ce sens que plus la valeur de V/V_0 est élevée et plus la capacité aux bornes des interrupteurs γ diminue, ce qui revient à étudier le cas idéal.

3.3 Influence du câblage

Les imperfections du câblage sont représentées par l'intermédiaire d'une inductance localisée, située à l'entrée du convertisseur (figure IV.24).

On ne peut pas prendre en compte l'influence de cette inductance seule, car son introduction interdit l'inversion instantanée du courant i que provoquerait la fermeture ou l'ouverture d'interrupteurs idéaux.

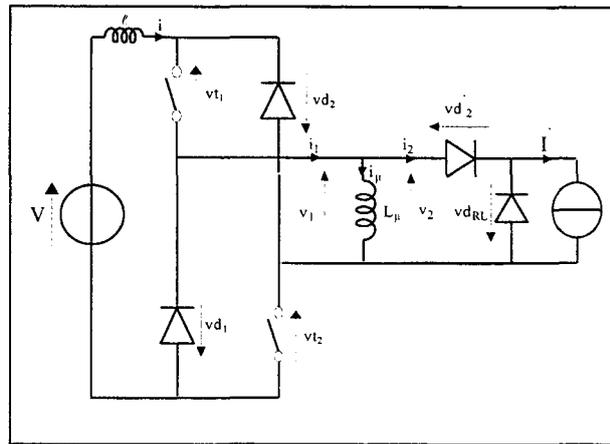


Fig. IV.24 : Prise en compte du câblage seul

Nous analyserons par la suite son degré d'influence lorsque cette inductance est associée à d'autres éléments parasites de la structure.

3.4 Influence des capacités parasites du transformateur

Si on tient compte uniquement des capacités parasites du transformateur, le schéma de l'alimentation se présente comme indiqué à la figure IV.25.

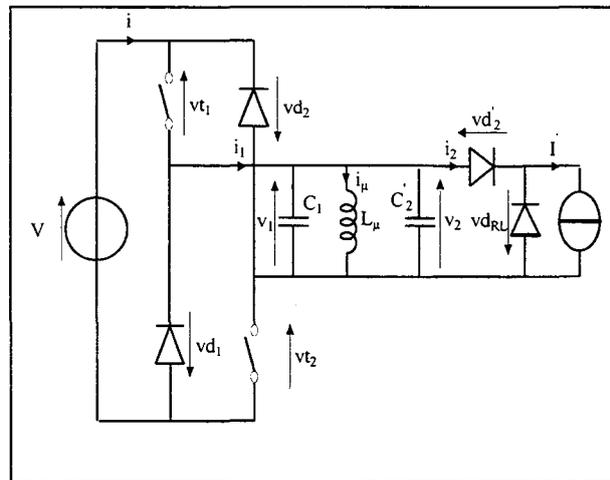


Fig. IV.25 : Prise en compte des capacités parasites du transformateur seules

Comme pour l'inductance de câblage, on ne peut pas prendre en compte l'influence de ces capacités seules, car elles interdisent l'inversion instantanée de la tension v_1 que provoquerait la fermeture ou l'ouverture d'interrupteurs idéaux.

L'étude de ce montage n'est donc pas réalisable sans tenir compte d'autres éléments.

4. ASSOCIATION DES ELEMENTS PARASITES

4.1 Etude préliminaire

Les éléments parasites auxquels nous nous intéressons sont les inductances de fuites, les capacités parasites primaire et secondaire ramenée au primaire du transformateur ainsi que les capacités parasites des interrupteurs commandés et l'inductance parasite globale de câblage. Si l'effet des inductances de fuites est facilement identifiable (phases d'empiètement, de magnétisation et de démagnétisation du transformateur), il n'en n'est pas de même pour les autres éléments.

Aussi, afin de mieux comprendre l'influence des différents éléments parasites cités précédemment, sur une période de fonctionnement du convertisseur, nous présentons une étude simplifiée qui va nous permettre d'analyser progressivement la majeure partie des phénomènes.

4.1.1 Schéma et formes d'ondes

Le modèle de l'alimentation forward asymétrique à l'aide des éléments présentés ci-dessus est donné à la figure IV.26. Cela fait apparaître l'ensemble des éléments parasites rencontrés tout au long de ce chapitre.

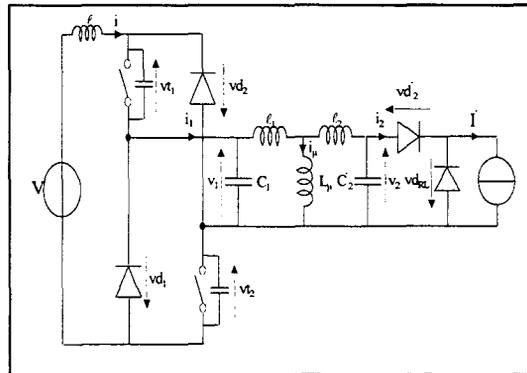


Fig. IV.26 : Modélisation du forward asymétrique

Comme dans le chapitre II, les interrupteurs commandés T_1 et T_2 sont considérés comme parfaits lors de la commutation à la fermeture et pendant la conduction, et équivalents à une capacité parasite lors de la commutation à l'ouverture et pendant le blocage. Les formes d'ondes expérimentales et simplifiées sont données à la figure IV.27. Les résultats expérimentaux qui sont présentés sont obtenus pour le transformateur N°2 présenté au chapitre II. C'est en effet pour ce transformateur que les phénomènes étudiés apparaissent le plus nettement. Les courbes simplifiées ne font pas apparaître les oscillations parasites et ne servent qu'à faciliter la description des différentes phases de fonctionnement.

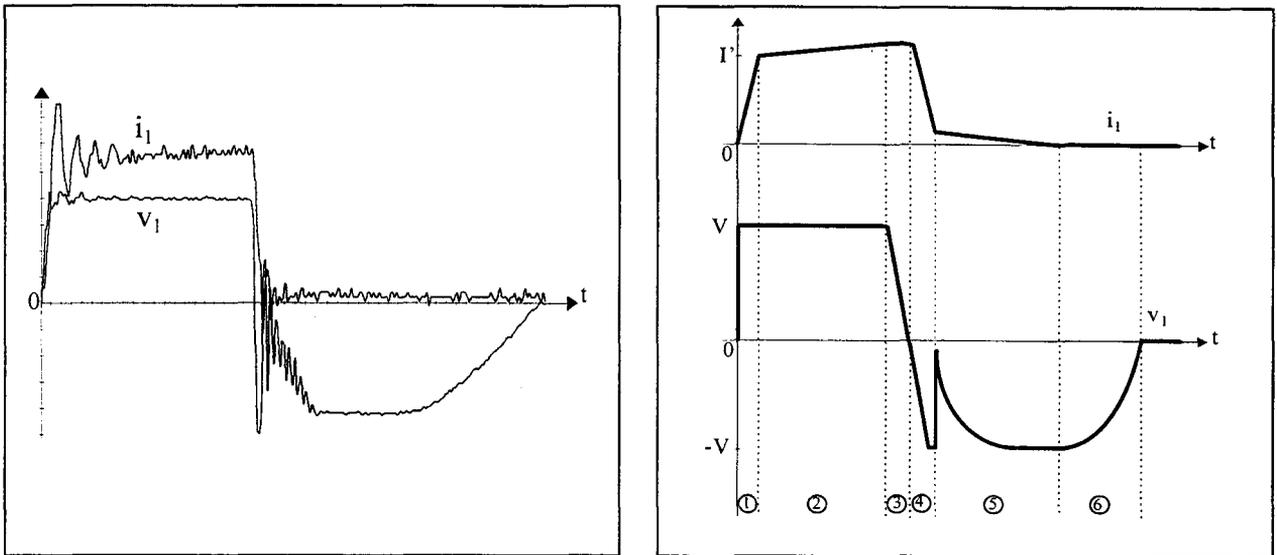


Fig. IV.27 : Formes d'ondes expérimentales et simplifiées de la tension et du courant au primaire du transformateur N°2

4.1.2 Présentation de l'étude

Le but de cette étude est de tracer l'évolution de la puissance maximale transmissible en fonction de α et du rapport $i_{\mu\text{off}}/I'$, le tout paramétré en fonction des divers éléments parasites pris en compte.

Ces courbes pourront être ensuite à l'origine du choix optimal du (ou des) transistor (s) MOS de puissance en fonction de leur capacité parasite pour une tension, une charge et une fréquence donnés. Ou bien, si la capacité parasite est donnée, il sera possible de déterminer la valeur maximale de la puissance moyenne pour une tension d'alimentation, une charge et une fréquence donnés.

Les évolutions de G_{MAX} en fonction de α et de $i_{\mu\text{off}}/I'$ vont donc être étudiées pour quatre configurations différentes qui sont données ci-dessous :

1. Lorsqu'on tient compte des capacités parasites des interrupteurs commandés, des inductances de fuites du transformateur et de l'inductance parasite de câblage.
2. Lorsqu'on tient compte des capacités parasites des interrupteurs commandés, des inductances de fuites du transformateur, de l'inductance parasite de câblage et de la capacité parasite primaire du transformateur.
3. Lorsqu'on tient compte des capacités parasites des interrupteurs commandés, des inductances de fuites du transformateur, de l'inductance parasite de câblage et de la capacité parasite secondaire du transformateur.
4. Lorsqu'on tient compte des capacités parasites des interrupteurs commandés, des inductances de fuites du transformateur, de l'inductance parasite de câblage et des capacités parasites primaire et secondaire du transformateur.

Chaque cas fait apparaître successivement une étude topologique associée à une analyse des différentes phases. Puis à l'aide d'un programme élaboré sur Turbo-Pascal, nous traçons les évolutions de G_{MAX} . Les valeurs de α et $i_{\mu off}/I'$ pour les points de fonctionnement des trois transformateurs sont résumées dans le tableau I.

| | Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|------------------|-------------|-------------|-------------|
| α | 40 | 50 | 20 |
| $i_{\mu off}/I'$ | 0.15 | 0.1 | 0.2 |

Tableau I : Points de fonctionnement des transformateurs étudiés

Les expérimentations ont été réalisées avec des transistors IRF350 dont la capacité parasite γ_0 se déduit des caractéristiques données par le constructeur, soit :

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{\sqrt{1 + \frac{v_t}{V_0}}} \text{ avec } \gamma_0 \text{ la capacité de jonction pour } v_t=0V.$$

Pour une tension de 25V, on peut écrire :

$$\frac{\gamma(25V)}{\gamma(v_t)} = \frac{\sqrt{1 + \frac{v_t}{V_0}}}{\sqrt{1 + \frac{25}{V_0}}}$$

ce qui entraîne $\gamma(0V) = \gamma_0 = \gamma(25V) \cdot \sqrt{26} = 1530pF$ pour $V_0=1V$.

D'autre part, compte tenu de la faible valeur de l'inductance parasite de câblage ℓ , qui nous aurait obligé à travailler avec des pas de calcul extrêmement faibles (temps de calcul très long), nous présenterons les résultats obtenus sans tenir compte de celle-ci (ce qui équivaut à $\ell/L_\mu \ll 1$).

4.2 Inductances de fuites du transformateur, capacités parasites des interrupteurs et inductance parasite de câblage

4.2.1 Etude topologique

Voyons dans un premier temps l'effet des inductances parasites du transformateur et du câblage associées aux capacités parasites des interrupteurs. Le schéma correspondant est donné sur la figure IV.28.

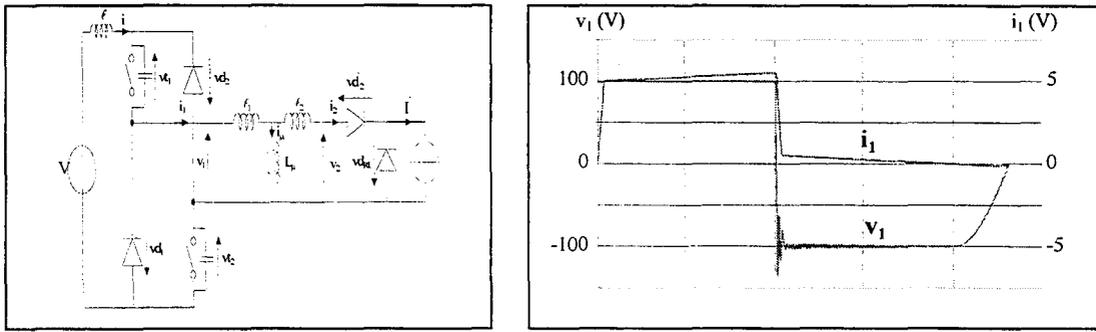


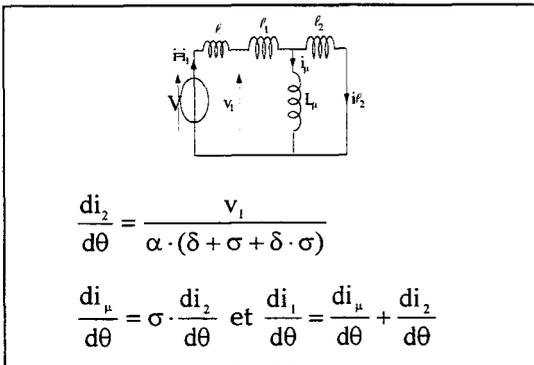
Fig. IV.28: Association de l , l_1 , l_2 , et des capacités des interrupteurs

Le fonctionnement se décompose en 6 phases représentées ci-dessous et où nous faisons apparaître les expressions des variations des tensions et courants nécessaires à la résolution numérique. Nous avons utilisé les notations suivantes :

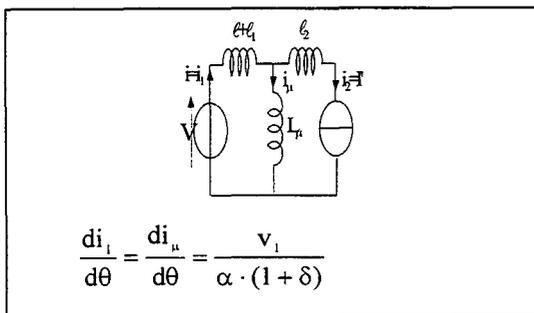
$$\delta = \frac{l_1}{L_\mu} \quad ; \quad \sigma = \frac{l_2}{L_\mu} \quad ; \quad \phi = \frac{l}{L_\mu} \quad ; \quad \gamma = \frac{\gamma_0}{\sqrt{1 + \beta \cdot \frac{v_t}{V}}} = \frac{1}{\xi} \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{V}{V_0}$$

Les conditions initiales sont :

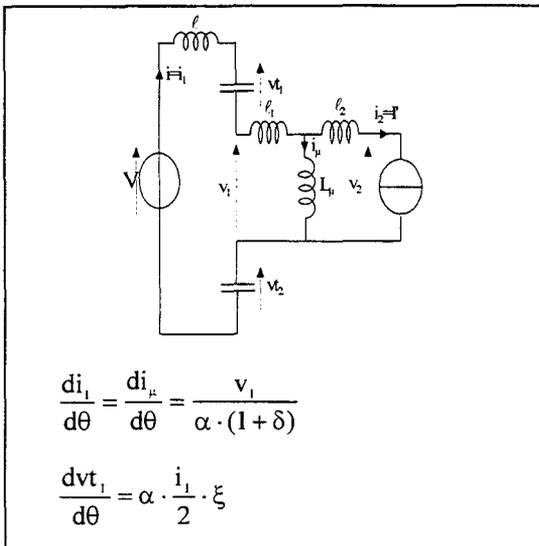
- les interrupteurs T_1 , T_2 , D_1 , D_2 et D'_2 sont bloqués
- la diode D_{RL} est passante



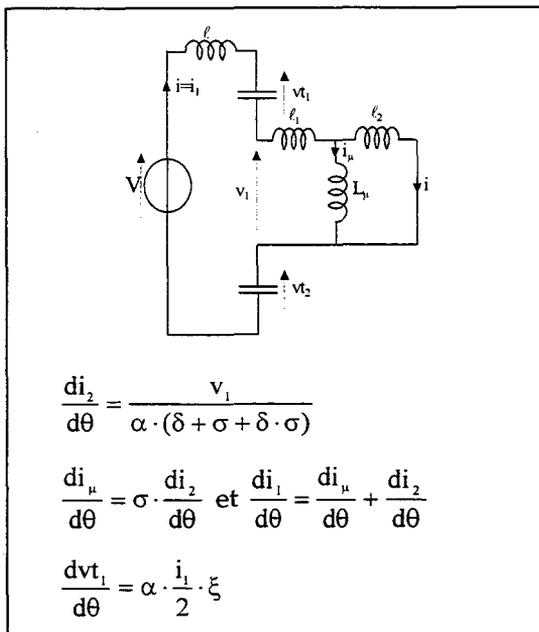
Phase 1 : La fermeture commandée des interrupteurs T_1 et T_2 donne à la tension secondaire v_2 une valeur positive qui entraîne la conduction de D'_2 . La diode D_{RL} reste conductrice jusqu'à ce que le courant qui traverse l'inductance l_2 atteigne la valeur I' . Les interrupteurs étant considérés comme parfaits, le courant i_1 augmente linéairement avec une pente qui est fixée par la valeur de l_t et de l .



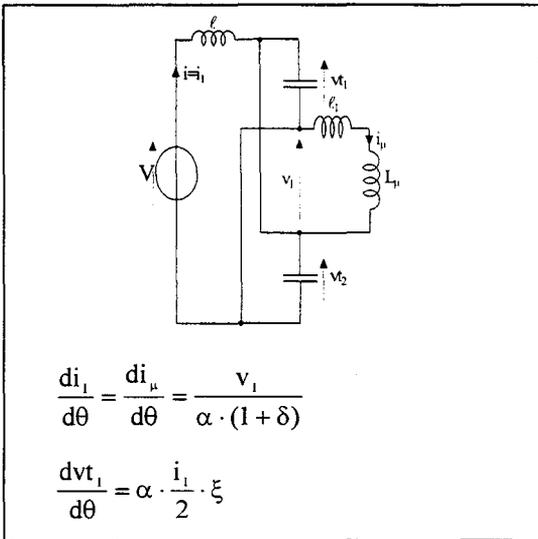
Phase 2 : La diode D_{RL} est bloquée et le courant magnétisant i_μ croît linéairement jusqu'à l'instant de l'ouverture commandée de T_1 et T_2 , où il a atteint la valeur $i_{\mu\text{off}}$. La durée de cette phase est fixée par la valeur de l'inductance de magnétisation L_μ .



introduites dans la modélisation du convertisseur. Pendant ce temps, le courant i_1 reste sensiblement constant.

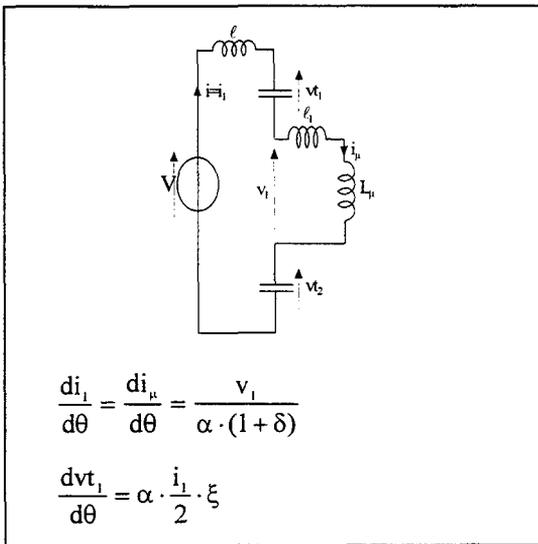


Phase 4 : Une seconde phase d'empiètement apparaît pendant laquelle le courant dans D_{RL} augmente jusque I' tandis que celui dans $D'2$ s'annule progressivement. Cette phase peut se décomposer en deux parties. Dans une première partie, la tension v_1 évolue jusqu'à atteindre la valeur $-V$, instant où les diodes du pont d'entrée se mettent à conduire; puis dans une seconde partie, la phase d'empiètement se termine. Il n'est pas toujours facile de distinguer le passage de la phase 3 à la phase 4 sur les relevés expérimentaux. Par rapport à la phase précédente, l'inductance L_μ se retrouve en parallèle sur l_2 et la fréquence propre du circuit oscillant est beaucoup plus élevée, ce qui se traduit par l'apparition d'oscillations de la tension primaire v_1 . Cette phase prend fin lorsque le courant qui traverse l'inductance l_2 atteint la valeur zéro ce qui provoque le blocage de la diode $D'2$. Pendant toute la durée de cette phase, la tension aux bornes des interrupteurs commandés oscille ce qui entraîne la mise en conduction intermittente des diodes D_1 et D_2 lorsque la tension aux bornes de celles-ci passe par zéro.



Phase 5 :

Cette phase correspond au début de la démagnétisation du transformateur qui dépend de la valeur de L_μ , et se termine lorsque le courant primaire i_1 a atteint la valeur zéro. A ce moment, les diodes D_1 et D_2 se bloquent.



Phase 6 :

Le blocage des diodes D_1 et D_2 lorsque le courant magnétisant i_μ s'annule laisse apparaître un circuit résonnant série formé par les capacités parasites des interrupteurs et les inductances l , l_1 et L_μ . Cette phase se termine lorsque la tension v_1 atteint la valeur zéro. L'importance relative des éléments fait que le temps de remontée de la tension v_1 aux bornes du transformateur est pratiquement égal au quart de la période propre du circuit $L_\mu, \gamma_0/2$.

4.2.2 Evolutions de G_{MAX}

Nous présentons ci-dessous les évolutions de G_{MAX} en fonction des paramètres α et $i_{\mu off}/I'$ et paramétrées par les rapports l_1/L_μ et l_2/L_μ . Nous plaçons également les points de fonctionnement des trois transformateurs étudiés et nous indiquons les valeurs de G_{MAX} correspondantes. Les points de fonctionnement sont indiqués avec les repères présentés dans le tableau II.

| Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|-------------|-------------|-------------|
| □ | ○ | ○ |

Tableau II : Repérage des points de fonctionnement

D'autre part, afin d'éviter la multiplication des courbes due au grand nombre de cas qui peuvent survenir, nous donnons tout d'abord l'évolution de G_{MAX} dans le cas où on considère la capacité parasite des interrupteurs commandés constante (figure IV.29).

Puis, nous présentons les modifications apportées par la prise en compte d'une capacité variable (figure IV.30).

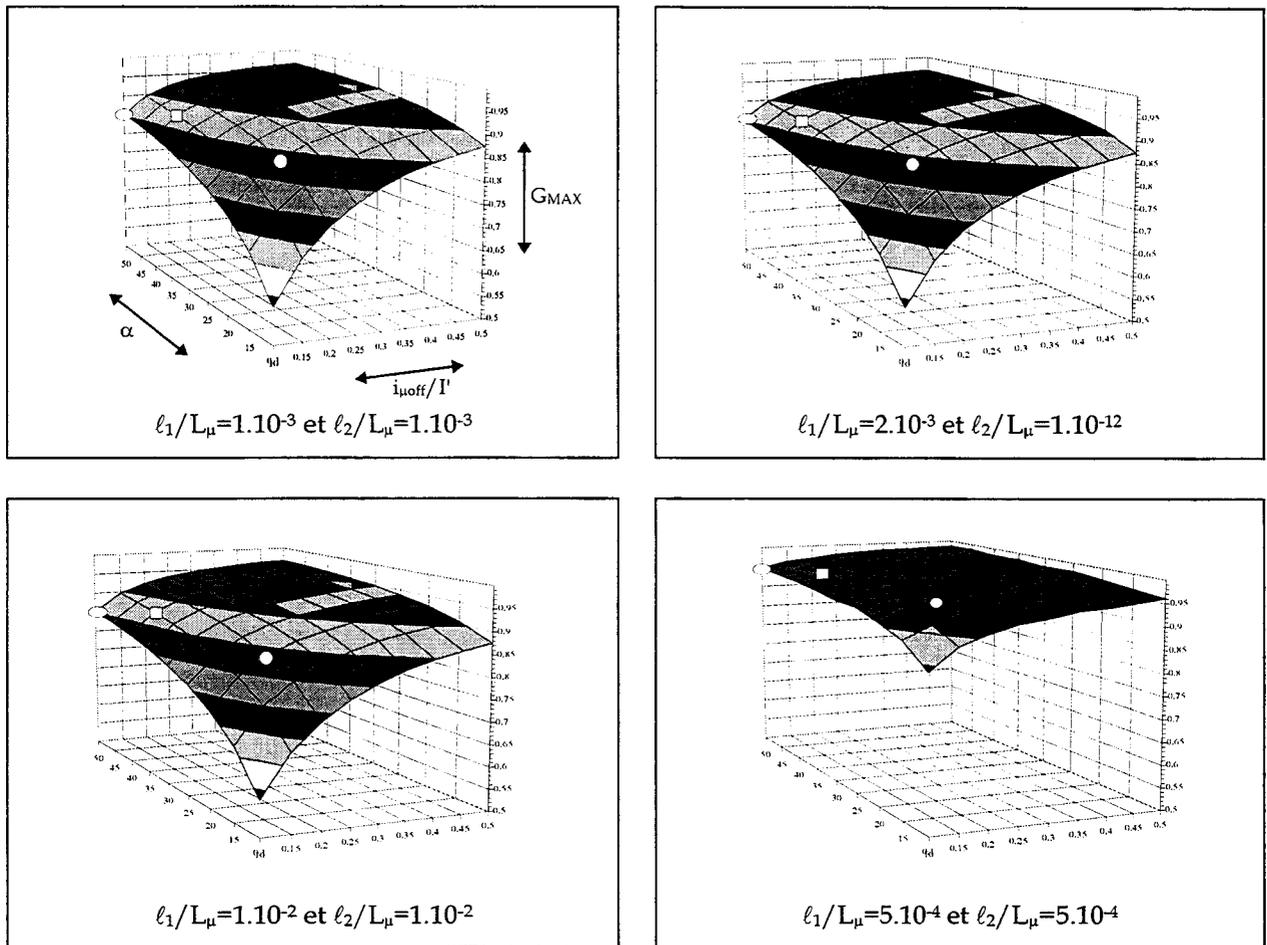


Fig. IV.29 : Evolutions de G_{MAX} lorsque $\gamma=\gamma_0=\text{constante}$

Une première remarque peut être formulée à la vue de ces courbes. En effet, il n'apparaît aucune différence entre la caractéristique obtenue avec deux inductances de fuites de même valeur ($\ell_1/L_\mu=1.10^{-3}$ et $\ell_2/L_\mu=1.10^{-3}$) et celle obtenue avec une seule inductance de fuites ramenée au primaire et égale au double de celle utilisée précédemment ($\ell_1/L_\mu=2.10^{-3}$ et $\ell_2/L_\mu=1.10^{-12}$). Cela vient une nouvelle fois conforter le choix du modèle présenté dans la première partie de ce mémoire.

La seconde concerne l'évolution de la caractéristique lorsqu'on agit sur les valeurs des rapports ℓ_1/L_μ et ℓ_2/L_μ . Ainsi, il est évident que plus ces rapports vont être faibles et plus on va tendre vers le fonctionnement idéalisé.

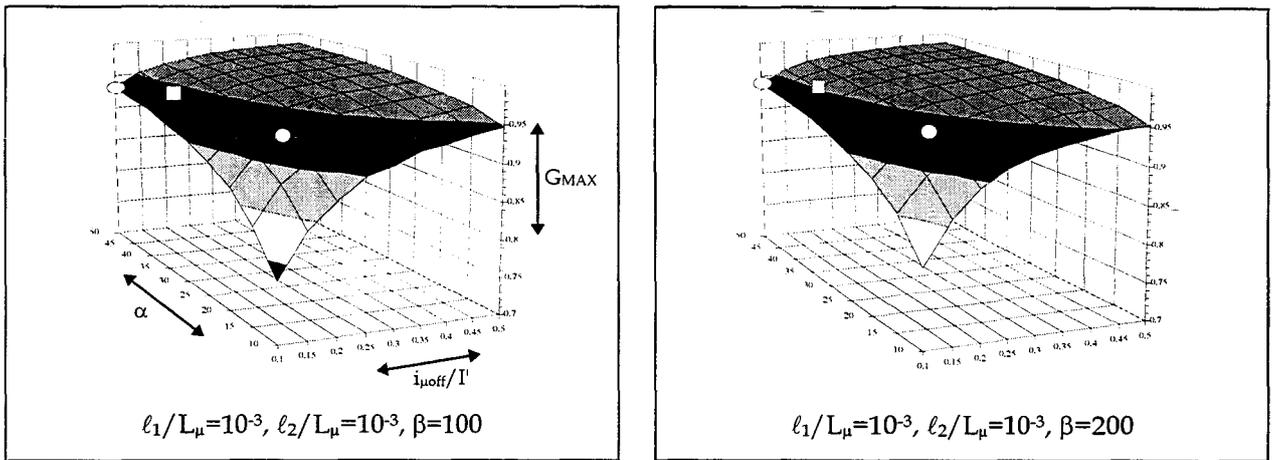


Fig. IV.30 : Evolutions de G_{MAX} lorsque γ varie

Le principal effet de la prise en compte d'une capacité variable aux bornes des interrupteurs commandés est de permettre d'affiner le résultat des simulations temporelles. Cela se traduit dans l'évolution de G_{MAX} par une simple translation de la courbe vers le haut. Cette variation n'est toutefois pas linéaire.

Les valeurs de G_{MAX} obtenues pour les points de fonctionnement cités précédemment sont données dans le tableau III.

| Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|-------------|-------------|-------------|
| 0.87 | 0.836 | 0.81 |

Tableau III : Points de fonctionnement

4.3 Inductances de fuites du transformateur, capacités parasites des interrupteurs, inductance parasite de câblage et capacité parasite primaire du transformateur

4.3.1 Etude topologique

Le schéma qui sert de base à l'étude de ce cas est présenté sur la figure IV.31. Nous voyons apparaître l'ensemble des éléments vus précédemment associés à la capacité parasite primaire du transformateur.

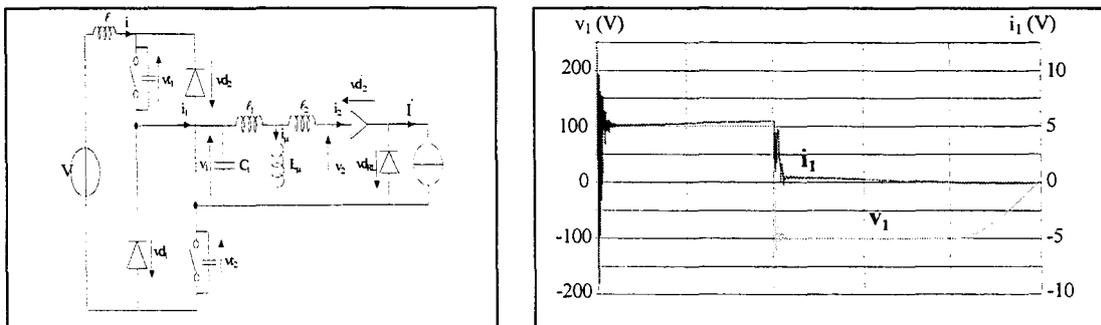
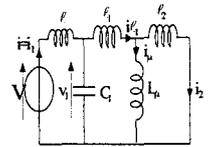


Fig. IV.31 : Association de l , l_1 , l_2 , C_1 et des capacités des interrupteurs

On retrouve la succession des 6 phases déjà présentées, avec quelques modifications. Les paramètres utilisés pour simplifier les expressions des variations des tensions et courants au sein du convertisseur sont les mêmes que ceux utilisés au cas précédent. On y ajoute simplement le rapport $k_1 = \gamma_0 / C_1$.

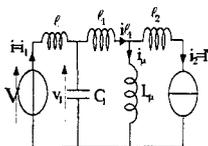


$$\frac{di_2}{d\theta} = \frac{v_1}{\alpha \cdot (\delta + \sigma + \delta \cdot \sigma)}$$

$$\frac{di_\mu}{d\theta} = \sigma \cdot \frac{di_2}{d\theta} \text{ et } \frac{di\ell_1}{d\theta} = \frac{di_\mu}{d\theta} + \frac{di_2}{d\theta}$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1}{\alpha \cdot \phi} \text{ et } \frac{dv_1}{d\theta} = \frac{(i - i\ell_1) \cdot \alpha \cdot k_1}{2}$$

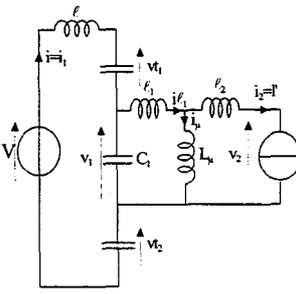
Phase 1 : L'introduction de la capacité parasite primaire C_1 fait apparaître des oscillations dues principalement aux échanges d'énergie entre celle-ci et les inductances de fuites du transformateur qui se retrouvent en série à ses bornes. Comme on le verra plus loin, ces oscillations n'apparaissent pas quand on ne tient compte que de la capacité parasite secondaire C'_2 , et sont donc bien directement liées à C_1 .



$$\frac{di\ell_1}{d\theta} = \frac{di_\mu}{d\theta} = \frac{v_1}{\alpha(1 + \delta)}$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1}{\alpha \cdot \phi} \quad \frac{dv_1}{d\theta} = \frac{(i - i\ell_1) \cdot \alpha \cdot k_1}{2}$$

Phase 2 : L'introduction de C_1 ne modifie pas sensiblement l'évolution des grandeurs observées i_1 et v_1 au primaire du transformateur.

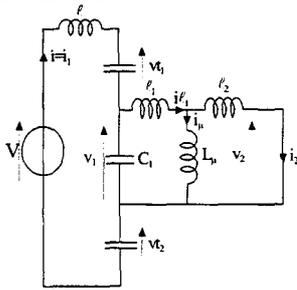


$$\frac{di\ell_1}{d\theta} = \frac{di_\mu}{d\theta} = \frac{v_1}{\alpha \cdot (1 + \delta)}$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1 - 2vt_1}{\alpha \cdot \phi}$$

$$\frac{dv_1}{d\theta} = \frac{(i - i\ell_1) \cdot \alpha \cdot k_1}{2}, \quad \frac{dvt_1}{d\theta} = \alpha \cdot \frac{i}{2} \cdot \xi$$

Phase 3 : L'introduction de C_1 dans cette phase qui suit immédiatement le blocage des interrupteurs T_1 et T_2 n'apporte de modification sensible que si la valeur de C_1 n'est pas faible devant celle de γ_0 . Dans ce cas, la durée de la phase augmente, et des oscillations du courant i apparaissent et provoquent par intermittence la mise en conduction des diodes D_1 et D_2 lorsque la tension à leurs bornes tend à devenir positive.

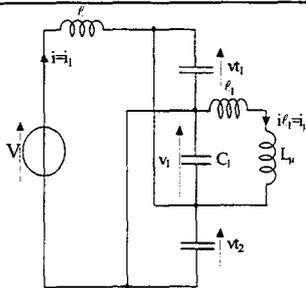


$$\frac{di_2}{d\theta} = \frac{v_1}{\alpha \cdot (\delta + \sigma + \delta\sigma)}$$

$$\frac{di_\mu}{d\theta} = \sigma \frac{di_2}{d\theta} \text{ et } \frac{di_{\ell_1}}{d\theta} = \frac{di_2}{d\theta} + \frac{di_\mu}{d\theta}$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1 - 2 \cdot vt_1}{\alpha \cdot \phi}$$

$$\frac{dv_1}{d\theta} = \frac{(i - i_{\ell_1}) \cdot \alpha \cdot k_1}{2}, \quad \frac{dvt_1}{d\theta} = \alpha \cdot \frac{i}{2} \cdot \xi$$



$$\frac{di_{\ell_1}}{d\theta} = \frac{di_\mu}{d\theta} = \frac{v_1}{\alpha \cdot (1 + \delta)}$$

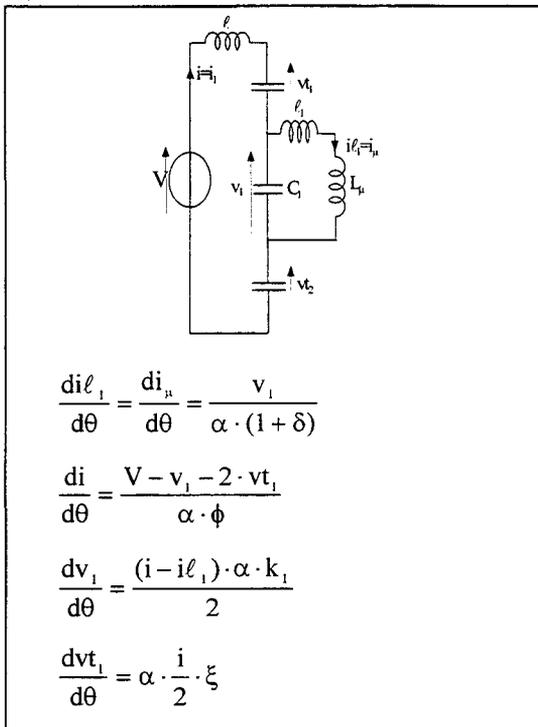
$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1 - 2 \cdot vt_1}{\alpha \cdot \phi}$$

$$\frac{dv_1}{d\theta} = \frac{(i - i_{\ell_1}) \cdot \alpha \cdot k_1}{2}$$

$$\frac{dvt_1}{d\theta} = \alpha \cdot \frac{i}{2} \cdot \xi$$

Phase 4 : Second empiètement: la valeur élevée de L_μ n'intervient plus puisque ℓ_2 est en parallèle, et l'introduction de C_1 , même de valeur faible, dans le modèle, fait apparaître de façon nette des oscillations du courant primaire i_1 . La première partie de la phase 4 se termine lorsque le courant i_2 atteint la valeur zéro et que la diode D'_2 se bloque. Après le blocage de D'_2 , l'inductance L_μ réapparaît dans le circuit, et les remarques faites pour la phase 3 redeviennent valables. La deuxième partie de la phase 4 se termine quand la tension aux bornes des diodes D_1 et D_2 cesse d'être négative.

Phase 5 : L'évolution des tensions aux bornes des capacités parasites est extrêmement réduite par la conduction des diodes d'entrée. Cette phase prend fin lorsque le courant magnétisant i_μ s'annule.



Phase 6 : Après le blocage des diodes D₁ et D₂, la tension aux bornes des interrupteurs commandés reprend son évolution jusqu'au moment où la tension v₁ atteint la valeur zéro. On se retrouve alors dans la configuration initiale. L'importance relative des éléments fait que le temps de remontée de la tension v₁ aux bornes du transformateur est pratiquement égal au quart de la période propre du circuit L_μ, γ₀/2.

4.3.2 Evolutions de G_{MAX}

Les évolutions de G_{MAX} dans les cas où l'on tient compte d'une capacité parasite des interrupteurs constante, puis d'une capacité parasite variable, sont données respectivement sur les figures IV.32 et IV.33.

| Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|-------------|-------------|-------------|
| 0.87 | 0.8 | 0.81 |

Tableau IV : Points de fonctionnement

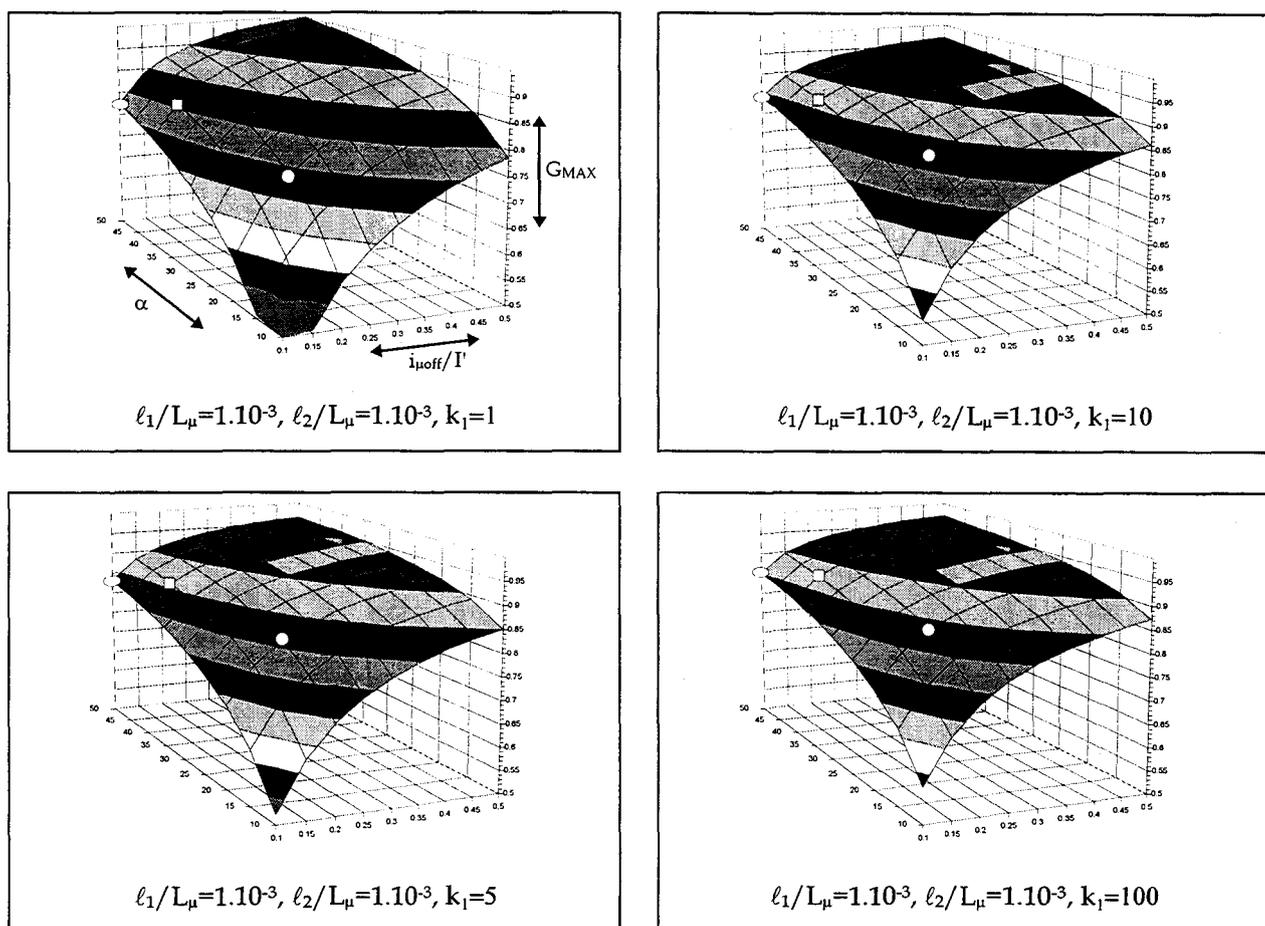


Figure IV.32 : Evolutions de G_{MAX} pour $\gamma = \gamma_0 = cste$

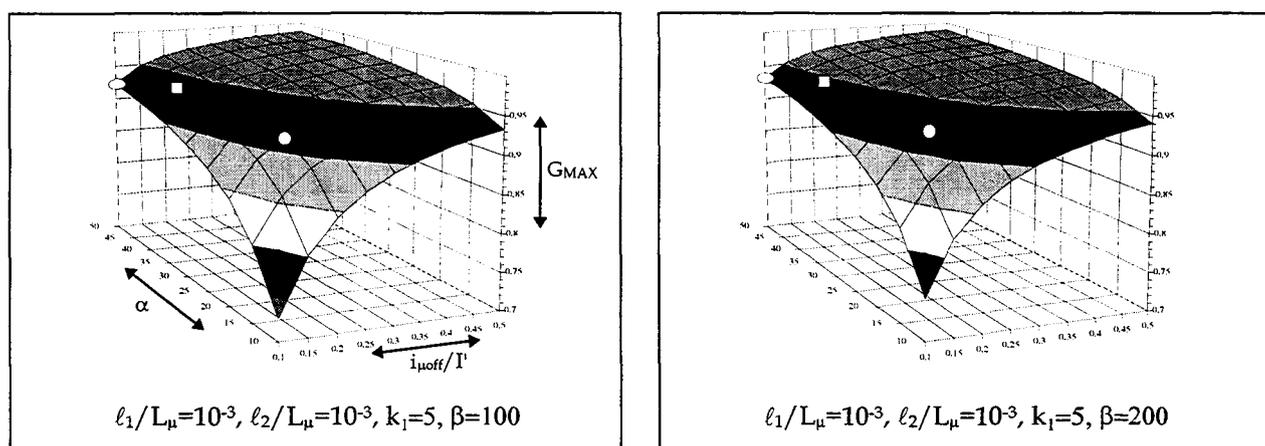


Figure IV.33 : Evolutions de G_{MAX} pour γ variable

4.4 Inductances de fuites du transformateur, capacités parasites des interrupteurs, inductance parasite de câblage et capacité parasite secondaire du transformateur

4.4.1 Etude topologique

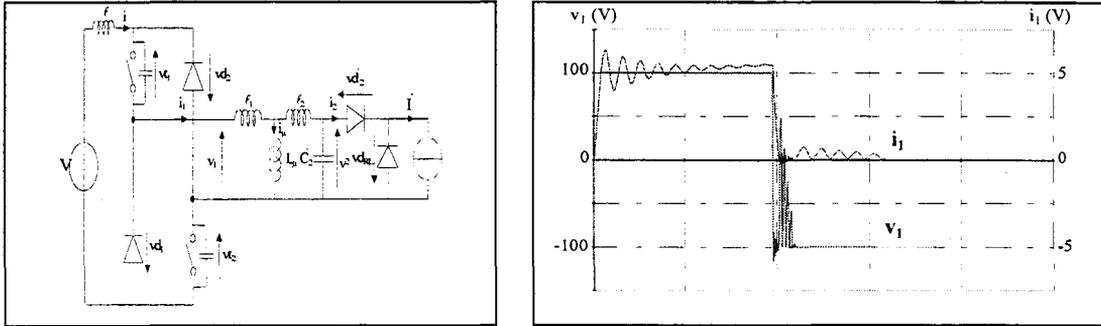


Fig. IV.34 : Association de l, l_1, l_2, C'_2 et des capacités des interrupteurs

Le fonctionnement se décompose toujours en 6 phases. Les paramètres utilisés pour simplifier les expressions des variations des tensions et courants au sein du convertisseur sont identiques à ceux du cas précédent. On remplace simplement le rapport k_1 par $k_2 = \gamma / C'_2$.

$$\frac{di_{l_2}}{d\theta} = \frac{v_1}{\alpha \cdot (\delta + \sigma + \delta \cdot \sigma)}$$

$$\frac{di_{\mu}}{d\theta} = \sigma \cdot \frac{di_{l_2}}{d\theta} = \frac{di_{\mu}}{d\theta} + \frac{di_{l_2}}{d\theta}$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1}{\alpha \cdot \phi}$$

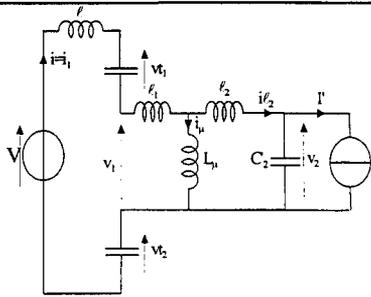
Phase 1 : A cause de l'empiètement des diodes de sortie, C'_2 n'intervient pas, et le montage est dans les mêmes conditions qu'au paragraphe 4.3.

$$\frac{di_{l_2}}{d\theta} = \frac{v_1 - (1 + \delta) \cdot v_2}{\alpha(\delta + \sigma + \delta\sigma)} \quad \frac{di_1}{d\theta} = \frac{di_2}{d\theta} + \frac{di_{\mu}}{d\theta}$$

$$\frac{di_{\mu}}{d\theta} = \frac{1}{\alpha} \left(v_2 + \alpha\sigma \frac{di_2}{d\theta} \right)$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1}{\alpha \cdot \phi} \frac{dv_2}{d\theta} = \frac{(i_{l_2} - I') \cdot \alpha \cdot k_2}{2}$$

Phase 2 : Les variations du courant dans C_2 traversent intégralement l_2 , et des oscillations apparaissent à la pulsation correspondante $1/\sqrt{l_2 C'_2}$. Cette phase se poursuit jusqu'au moment on ouvre les interrupteurs T_1 et T_2 .



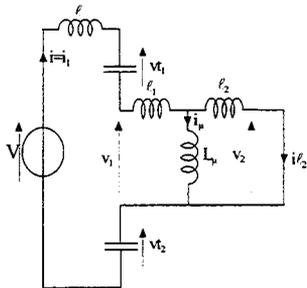
$$\frac{di_{l_2}}{d\theta} = \frac{v_1 - (1 + \delta) \cdot v_2}{\alpha(\delta + \sigma + \delta\sigma)}$$

$$\frac{di_{\mu}}{d\theta} = \frac{1}{\alpha} \left(v_2 + \alpha\sigma \frac{di_{l_2}}{d\theta} \right) \quad \frac{di_1}{d\theta} = \frac{di_2}{d\theta} + \frac{di_{\mu}}{d\theta}$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1 - 2vt_1}{\alpha \cdot \phi}$$

$$\frac{dv_2}{d\theta} = \frac{(il_2 - I') \cdot \alpha \cdot k_2}{2}, \quad \frac{dvt_1}{d\theta} = \alpha \cdot \frac{i}{2} \cdot \xi$$

Phase 3 : L'introduction de C_2 dans cette phase qui suit immédiatement le blocage des interrupteurs T_1 et T_2 n'apporte pas de modification sensible



$$\frac{di_{l_2}}{d\theta} = \frac{v_1}{\alpha \cdot (\delta + \sigma + \delta\sigma)}$$

$$\frac{di_{\mu}}{d\theta} = \sigma \frac{di_{l_2}}{d\theta} \quad \text{et} \quad \frac{di_1}{d\theta} = \frac{di_{l_2}}{d\theta} + \frac{di_{\mu}}{d\theta}$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1 - 2 \cdot vt_1}{\alpha \cdot \phi}, \quad \frac{dvt_1}{d\theta} = \alpha \cdot \frac{i}{2} \cdot \xi$$

Phase 4 : Le condensateur C_2 est court-circuité, la configuration est identique à celle de la phase 4 quand on ne tient compte que de l , l_1 , l_2 et des capacités parasites des interrupteurs (§ 4.2).

$$\frac{di_{\ell_2}}{d\theta} = \frac{v_1 - (1 + \delta) \cdot v_2}{\alpha(\delta + \sigma + \delta\sigma)}$$

$$\frac{di_{\mu}}{d\theta} = \frac{1}{\alpha} \left(v_2 + \alpha\sigma \frac{di_{\ell_2}}{d\theta} \right) \quad \frac{di_1}{d\theta} = \frac{di_2}{d\theta} + \frac{di_{\mu}}{d\theta}$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1 - 2vt_1}{\alpha \cdot \phi}$$

$$\frac{dv_2}{d\theta} = \frac{i_{\ell_2} \cdot \alpha \cdot k_2}{2}, \quad \frac{dvt_1}{d\theta} = \alpha \cdot \frac{i}{2} \cdot \xi$$

Phase 5 : Dans un premier temps, la tension v_1 présente de fortes oscillations HF tandis que les diodes du pont d'entrée se bloquent régulièrement. Ces oscillations s'atténuent jusqu'à ce que les diodes restent conductrices : le courant i_1 présente alors de faibles oscillations à plus basse fréquence. Cette phase prend fin lorsque le courant magnétisant i_{μ} atteint la valeur zéro.

$$\frac{di_{\ell_2}}{d\theta} = \frac{v_1 - (1 + \delta) \cdot v_2}{\alpha(\delta + \sigma + \delta\sigma)}$$

$$\frac{di_{\mu}}{d\theta} = \frac{1}{\alpha} \left(v_2 + \alpha\sigma \frac{di_{\ell_2}}{d\theta} \right) \quad \frac{di_1}{d\theta} = \frac{di_2}{d\theta} + \frac{di_{\mu}}{d\theta}$$

$$\frac{di}{d\theta} = \frac{V - v_1 - 2vt_1}{\alpha \cdot \phi}$$

$$\frac{dv_2}{d\theta} = \frac{i_{\ell_2} \cdot \alpha \cdot k_2}{2}, \quad \frac{dvt_1}{d\theta} = \alpha \cdot \frac{i}{2} \cdot \xi$$

Phase 6 : L'introduction de C'_2 n'apporte pas de modifications sensibles aux formes d'ondes. Comme dans les schémas précédents, le temps de remontée de la tension v_1 aux bornes du transformateur est pratiquement égal au quart de la période propre du circuit $L_{\mu}, \gamma_0/2$.

4.4.2 Evolutions de G_{MAX}

A la vue des formes d'ondes, on peut remarquer que l'effet de la capacité C'_2 n'est pas négligeable. En effet, cette capacité est à l'origine des principales oscillations qui apparaissent sur les graphes de v_1 et i_1 .

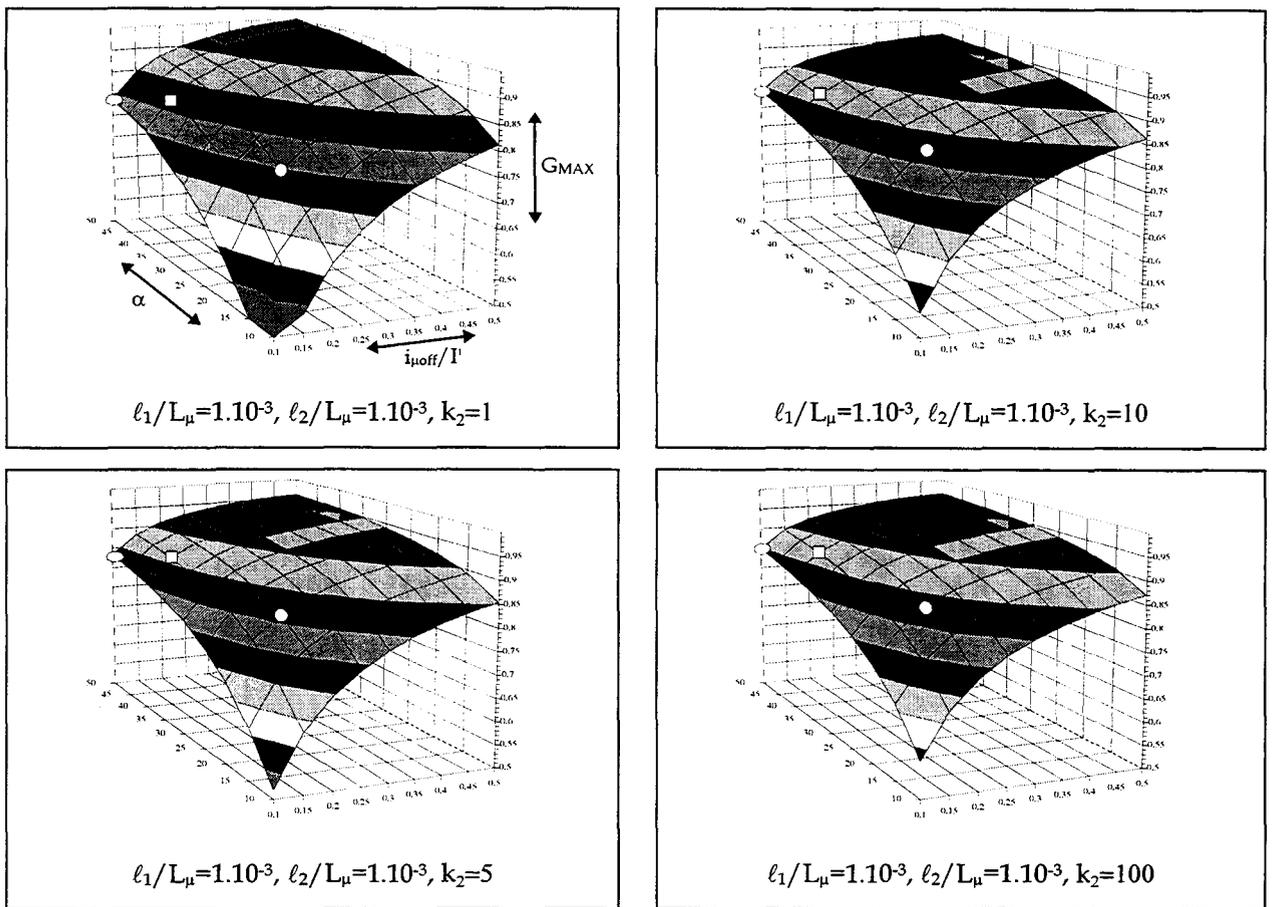


Figure IV.35 : Evolutions de G_{MAX} pour $\gamma=\gamma_0=cste$

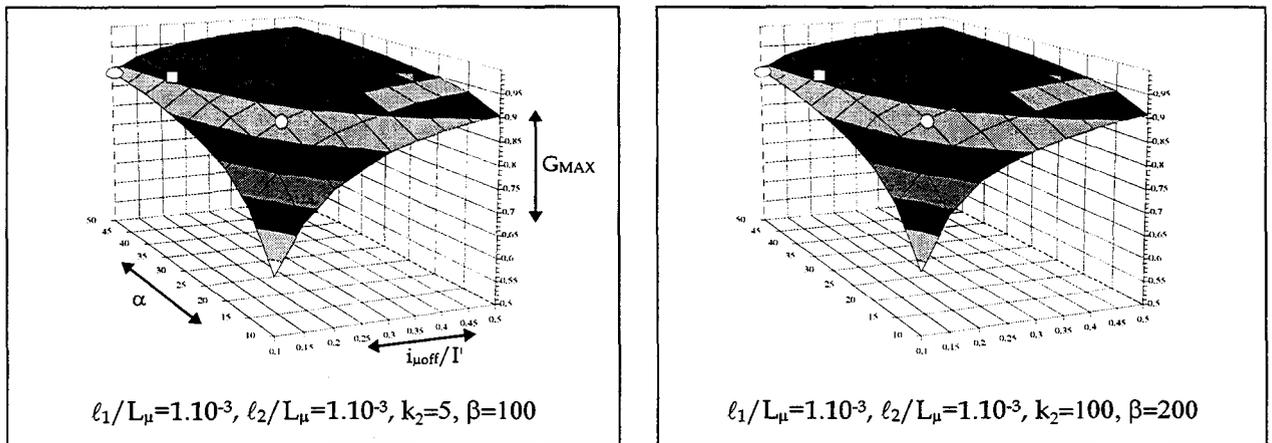


Figure IV.36 : Evolutions de G_{MAX} pour γ variable

| Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|-------------|-------------|-------------|
| 0.86 | 0.79 | 0.815 |

Tableau V : Points de fonctionnement

4.5 Inductances de fuites du transformateur, capacités parasites des interrupteurs, inductance parasite de câblage et capacités parasite primaire et secondaire du transformateur

Nous ne reprenons pas ici la description détaillée des schémas équivalents correspondant aux 6 phases de fonctionnement dans la mesure où apparaissent sur les formes d'ondes les effets cumulés de l'introduction de C_1 et de C_2 .

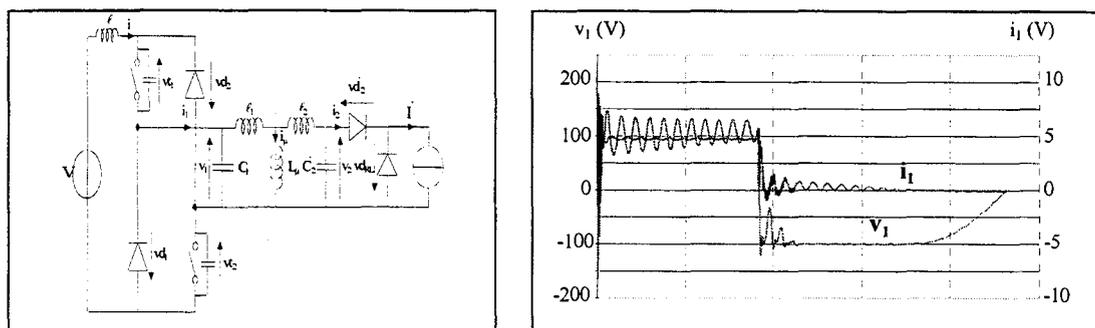


Fig. IV.37 : Association de tous les éléments parasites

Nous avons néanmoins fait l'étude pour pouvoir tracer les caractéristiques donnant l'évolution de G_{MAX} en fonction de α et $i_{\mu off}/I'$ pour différentes valeurs de l_1, l_2, γ, C_1 et C_2 .

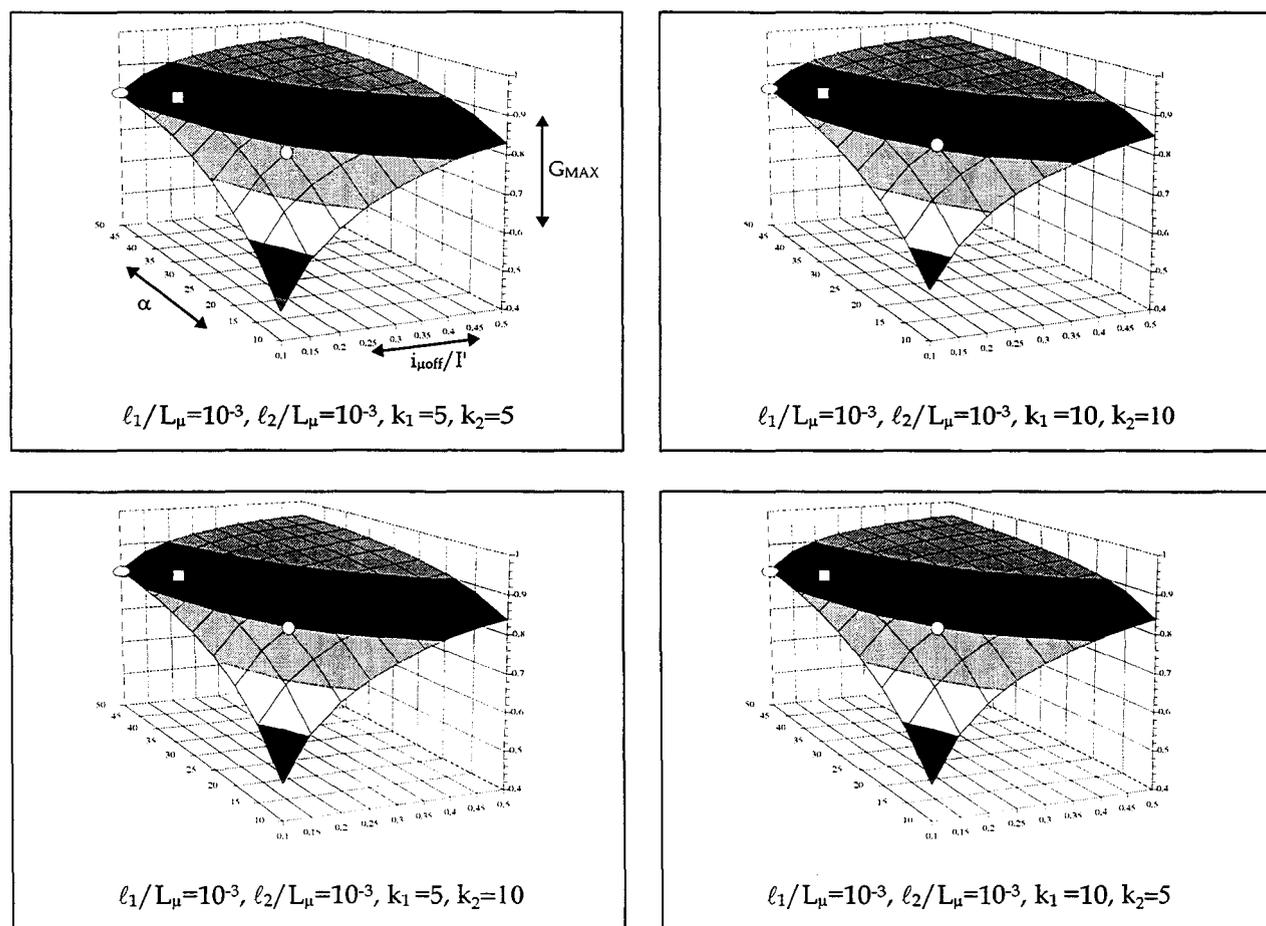
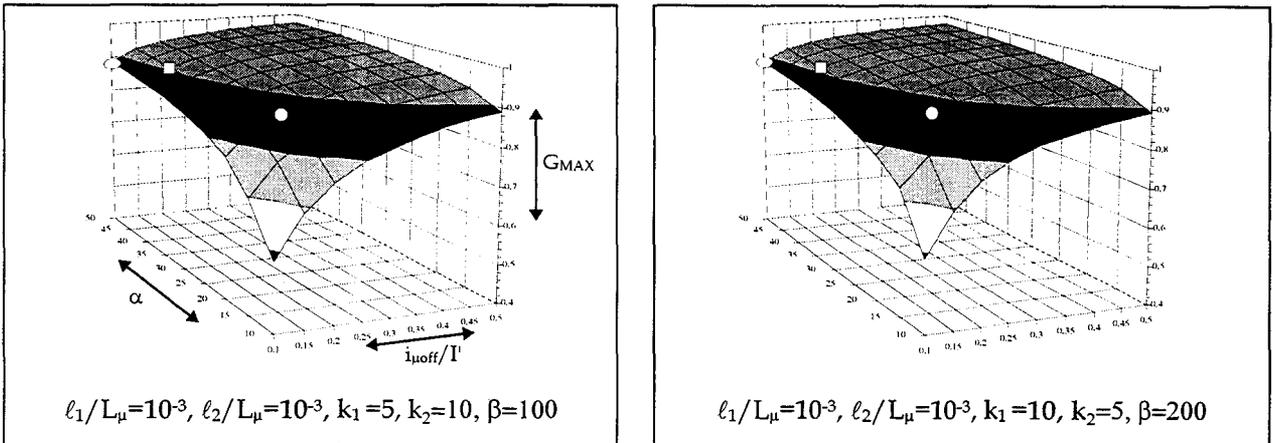


Figure IV.38 : Evolutions de G_{MAX} pour $\gamma=\gamma_0=cste$

Figure IV.39 : Evolutions de GMAX pour γ variable

| Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|-------------|-------------|-------------|
| 0.85 | 0.75 | 0.806 |

Tableau VI : Points de fonctionnement

5. ANALYSE DES RESULTATS

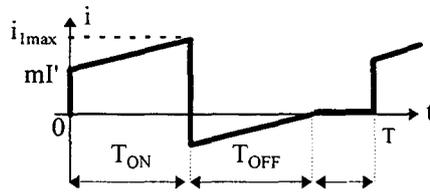
Les valeurs de G_{MAX} pour les points de fonctionnement des trois transformateurs lorsque l'on modifie le modèle du transformateur sont résumés dans le tableau VII. A puissance, rapport de transformation et fréquence de fonctionnement identiques, on s'aperçoit que le transformateur 2 reste meilleur que le transformateur 1.

| | Transf. N°1 | Transf. N°2 | Transf. N°3 |
|-------------------------------|-------------|-------------|-------------|
| Aucun | 1 | 1 | 1 |
| γ, l_1, l_2 | 0.87 | 0.836 | 0.81 |
| γ, l_1, l_2, C_1 | 0.87 | 0.8 | 0.81 |
| γ, l_1, l_2, C'_2 | 0.86 | 0.79 | 0.815 |
| $\gamma, l_1, l_2, C_1, C'_2$ | 0.85 | 0.75 | 0.806 |

Tableau VII : Récapitulatif des points de fonctionnement

L'ensemble des résultats obtenus met en évidence l'importance relative de la phase 6. Quel que soit le modèle choisi, la durée de cette phase est voisine de $\frac{\pi}{2} \sqrt{L_\mu \frac{\gamma_0}{2}} = \frac{T_0}{4}$ en désignant par T_0 la période propre du circuit résonnant $L_\mu, \gamma_0/2$.

Dans l'hypothèse où magnétisation et démagnétisation se font dans des conditions idéales, et que l'augmentation de la durée d'un cycle de fonctionnement n'est due qu'au retour à l'équilibre, correspondant à $V/2$, des tensions aux bornes des 4 interrupteurs ouverts du pont d'entrée, le courant i a l'allure suivante :



Sa valeur moyenne est donnée par:

$$i_{\text{moyen}} = \frac{mI' \cdot T_{\text{ON}}}{T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}} + \frac{T_0}{4}} = \frac{mI'}{2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_0}{8T_{\text{ON}}}} \quad \text{avec } T_{\text{ON}} = \frac{L_\mu}{V} i_{\mu\text{OFF}}$$

On en déduit :

$$\begin{aligned} G_{\text{MAX}} &= \frac{i_{\text{moyen}}}{\frac{mI'}{2}} = \frac{1}{1 + \frac{T_0}{8T_{\text{ON}}}} = \frac{1}{1 + \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\sqrt{L_\mu \frac{\gamma_0}{2}}}{\frac{L_\mu}{V} \cdot i_{\mu\text{OFF}}}} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{\pi}{4} \frac{1}{\frac{I'}{V} \sqrt{\frac{L_\mu}{\gamma_0/2}} \frac{i_{\mu\text{OFF}}}{I'}}} = \frac{1}{1 + \frac{\pi}{4} \frac{1}{\alpha \frac{i_{\mu\text{OFF}}}{I'}}} \end{aligned}$$

Pour $\alpha=10$ et $\frac{i_{\mu\text{OFF}}}{I'}=0,1$ on obtient $G_{\text{MAX}} = 0,56$

Pour $\alpha=10$ et $\frac{i_{\mu\text{OFF}}}{I'}=0,5$ on obtient $G_{\text{MAX}} = 0,86$

Pour $\alpha=50$ et $\frac{i_{\mu\text{OFF}}}{I'}=0,1$ on obtient $G_{\text{MAX}} = 0,86$

Pour $\alpha=50$ et $\frac{i_{\mu\text{OFF}}}{I'}=0,5$ on obtient $G_{\text{MAX}} = 0,97$

Ce sont les valeurs qu'on retrouve pour les quatre coins des surfaces donnant les évolutions de G_{MAX} , dans les cas suivants :

- au paragraphe 4.2. quand on tient compte de $\ell, \ell_1, \ell_2, \gamma$:

⇒ lorsque $\gamma = \text{constante}$ (Fig. IV.29) sauf pour les très faibles valeurs de $\frac{\ell_1}{L_\mu}$ et

$$\frac{\ell_2}{L_\mu}$$

⇒ mais pas quand γ varie (Fig. IV.30)

- au paragraphe 4.3. quand on tient compte de $\ell, \ell_1, \ell_2, \gamma, C_1$:
 - ⇒ lorsque $\gamma = \text{constante}$ (Fig. IV.32) sauf quand $k_1 = \frac{\gamma}{C_1}$ se rapproche de 1
 - ⇒ mais pas quand γ varie (Fig. IV.33)
- au paragraphe 4.4. quand on tient compte de $\ell, \ell_1, \ell_2, \gamma, C_2'$ ou au paragraphe 4.5. quand on tient compte de $\ell, \ell_1, \ell_2, \gamma, C_1$ et C_2' :
 - ⇒ lorsque $\gamma = \text{constante}$ (Fig. IV.35) sauf quand $k_2 = \frac{\gamma}{C_2'}$ se rapproche de 1,
 - ⇒ et aussi quand γ varie (Fig. IV.36)

Il faut donc constater que:

- sauf quand les inductances de fuites sont très faibles devant l'inductance de magnétisation,
 - et/ou sauf quand les capacités parasites du transformateur sont du même ordre que celles des interrupteurs à l'état ouvert,
- l'importance de la phase 6 est prépondérante et la valeur de G_{MAX} sera d'autant plus proche de 1 que le produit $L_{\mu} \cdot \gamma_0$ sera faible.

Pour un type d'interrupteur donné, et à fréquence de fonctionnement donnée, la meilleure valeur de G_{MAX} est obtenue pour le transformateur qui a la plus faible inductance de magnétisation.

Ceci est vérifié avec les performances du transformateur N°1 dont l'inductance de magnétisation est deux fois plus faible que celle du N°2.

L'influence des inductances et des capacités parasites du transformateur se fait surtout sentir sur l'amplitude et la fréquence des oscillations HF, donc sur les contraintes en tension et en courant maximum que doivent supporter les interrupteurs, et sur les perturbations conduites et rayonnées par le convertisseur.

CONCLUSION

Si le nombre de paramètres utilisés pour construire un modèle n'est pas à lui seul un critère de qualité du modèle, il est impossible, à l'inverse, de prendre en compte un nombre important de phénomènes avec un nombre excessivement réduit d'éléments. Le bon compromis passe par une analyse du nombre de variables d'état permettant de caractériser le système à modéliser.

Le modèle à 4 ou 5 paramètres que nous avons choisi d'utiliser pourra paraître insuffisant, mais il convient à l'étude en grande partie analytique que nous avons réalisée sur les effets associés à chaque paramètre.

Les résultats de l'identification des quatre paramètres d'un modèle de transformateur moyenne fréquence à deux enroulements ne sont pas entièrement satisfaisants. Comme cela était prévisible, les valeurs des capacités parasites déduites des différentes méthodes présentent une certaine dispersion. Il est cependant possible de séparer dans un convertisseur les éléments parasites du transformateur de ceux du circuit extérieur, et un ajustement soigné des valeurs des paramètres permet d'obtenir une bonne concordance entre les résultats de simulation et les relevés expérimentaux.

Le fonctionnement d'un montage forward multirésonnant uniquement à partir de ses éléments parasites ne doit être considéré que comme une méthode de validation utilisant l'environnement naturel normal des transformateurs étudiés. Il n'est cependant pas impossible d'imaginer des performances plus intéressantes pour de telles structures dans la mesure où les transformateurs peuvent être réalisés pour exagérer volontairement les valeurs des éléments parasites indispensables.

Enfin, ce modèle de transformateur associé aux capacités parasites des interrupteurs et aux inductances de câblage a permis d'étudier comment l'interaction entre les éléments parasites identifiés intervient dans la limitation de la puissance maximum transmissible par une structure forward asymétrique. Les zones de fonctionnement dans lesquelles cette puissance est sensiblement réduite ont été délimitées et peuvent aider à choisir les associations entre interrupteurs et transformateur lors de la réalisation de ce type de convertisseur.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **G. Bousaleh** : "*Etude et simulation du comportement du transformateur en hautes fréquences*", Thèse de doctorat, E.C de Lyon, 1989
- [2] **R. Lebourgeois** : "*Les ferrites faibles pertes pour l'électronique de puissance*", Revue 3EI, N°10, septembre 1997
- [3] **A. Estrom** : "*Technologie magnétique planar pour convertisseurs de puissance*", Revue Electronique de puissance, n°31, pp 46-53
- [4] **P.L. Dowell** : "*Effects of eddy currents in transformer windings*", Proceedings IEE, vol.113, N°8, pp 387-394, august 1966
- [5] **JP Delvinquier** : "*Transformateur extra-plats pour alimentations modulaires*", Actes EPF'94, Cachan, 1994
- [6] **R. Petkov** : "*Optimum design of high-power high-frequency transformer*", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 11, N°1, janvier 1996
- [7] **O. Apeldoorn, K. Kriegel** : "*Optimal design of transformers for high-power high-frequency applications*", proc. EPE, pp. 1.007-1.0012, Séville, 1995
- [8] **F. de Leon, A. Semlyen** : "*A simple representation of dynamic hysteresis losses in power transformers*", IEEE Trans. On Power Delivery, Vol. 10, N°1, janvier 1995, pp. 315-321
- [9] **JP Masson, JJ Rousseau, B. Lefebvre, F. Marthouret** : "*Modelling of passive magnetic components*", Proc. EPE, Firenze, 1991
- [10] **P. Tenant, JJ Rousseau, L. Zegadi** : "*Hysteresis modeling taking into account temperature*", Proc. EPE, pp. 1.001-1.006, Séville, 1995
- [11] **F. Marthouret, JP Masson, JJ Rousseau** : "*Prise en compte de l'hystérésis dans un modèle dynamique grand signaux de composant passif*", Actes EPF, Marseille, 1992
- [12] **D.C Jiles, D.L Atherton** : "*Theory of ferromagnetic hysteresis*", Journal of magnetism and magnetic materials, vol. 61, pp. 48-68, 1986
- [13] **A. Bossavit, C. Emson, I.D Mayergoysz** : "*Méthodes numériques en électromagnétisme*", Edition Eyrolles, Paris, 1991

- [14] **Steeff A. Mulder** : "*Loss formulas for power ferrites and their use in transformer design*", Philips components, février 1994
- [15] **Th. Duerbaum, M. Albach** : "*Core losses in transformers with an arbitrary shape of the magnetizing current*", EPE, Séville, 1995, pp 1.171-1.176
- [16] **V.J Thotturelil, T.G Wilson, H.O Owen** : "*High frequency measurement techniques for magnetic cores*", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 5, N°1, janvier 1990, pp 41-53
- [17] **F. Dong Tan, JL Vollin, S.M Cuk** : "*A practical approach for magnetic core loss characterization*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.10, N°2, mars 1995, pp 124-129
- [18] **D. Sadarnac** : "*Les alimentations à fréquence de découpage élevée*", Editions Eyrolles, 1993
- [19] **A. Boucetta, H. Yahoui, A. Jammal, G. Grellet** : "*Influence de la température sur les caractéristiques électriques et magnétiques des ferrites de grande dimension*", Actes EPF, Marseille, 1992
- [20] **L. Zegadi, JJ Rousseau, P. Tenant** : "*Prise en compte de la température dans un modèle d'hystérésis complet pour ferrite doux MnZn*", Journal de Physique III, France, février 1997
- [21] **R. Bausière, F. Labrique, G Séguier** : "*Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance - tome 3*", Editions Technique et Documentation, Lavoisier, 1997
- [22] **E. Laveuve** : "*Modélisation des transformateurs des convertisseurs haute fréquence*", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, septembre 1991
- [23] **B. Cogitore** : "*Recherche de circuits équivalents pour les composants magnétiques HF*", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1994
- [24] **S. Chimklai, J.R. Marti** : "*Simplified three-phase transformer model for electromagnetic transient studies*", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 10, N°3, juillet 1995, pp 1316-1325
- [25] **A. Morched, L. Marti, J. Ottevangers** : "*A high-frequency transformer model for the EMTP*", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 8, N°3, juillet 1993, pp 1615-1626
- [26] **N.V. Kema, P.T.M. Vaessen** : "*Transformer model for high frequencies*", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 3, N°4, octobre 1988

- [27] **P.T.M. Vaessen, E. Hanique** : "A new frequency response analysis method for power transformer", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 7, N°1, janvier 1992, pp. 384-391
- [28] **P. Chowdhuri** : "Calculation of series capacitance for transient analysis of windings", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 2, N°1, janvier 1987, pp 133-139
- [29] **P. Zouari** : "Etude du comportement d'un transformateur en hautes fréquences", Rapport de DEA, Paris VI, 1993
- [30] **A. Keyhani, H. Tsai, A. Abur** : "Maximum likelihood estimation of high-frequency machine and transformer winding parameters", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 5, N°1, janvier 1990, pp 212-219
- [31] **JL Ranson, R. Bausière** : "Identification des éléments du schéma équivalent d'un transformateur moyenne fréquence pour un convertisseur continu-continu", Actes EPF'96, Grenoble, décembre 1996, pp 277-282
- [32] **JP Keradec, B. Cogitore, E. Laveuve** : "Des circuits à constantes localisées pour représenter les transformateurs haute fréquence", Revue RGE, N°5, mai 1998, pp. 36-47
- [33] **B. Cogitore, JP Keradec, J. Barbaroux** : "The two-winding transformer : An experimental method to obtain a wide frequency range equivalent model", IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, Vol. 43, N°2, avril 1994, pp. 364-370
- [34] **F. Blache, JP Keradec, JL Schanen** : "Improving electronic simulation accuracy by using new equivalent circuits for wound components", Proc. EPE, Séville, 1995, pp 2.813-2.818
- [35] **A. Briffaut** : "Modélisation des interrupteurs formés par l'association transistor MOS+DIODE en série - Application à la cellule de commutation à interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant", Thèse de doctorat, Lille, décembre 1997
- [36] **Techniques de l'ingénieur** : "Composants semiconducteurs de puissance", Fiche D 3110
- [37] **S. Dulthummon** : "Analyse et dimensionnement optimal d'un convertisseur statique continu continu multirésonant en tension et à haute fréquence de découpage", Thèse de doctorat, Lyon 1, 1993
- [38] **JM Nyobe-Yome** : "Contribution à la modélisation des transformateurs HT et THT alimentés en fréquence variable par convertisseurs statiques à multirésonance", Thèse de doctorat, Montpellier 2, 1993
- [39] **B. Tala-Ighil** : "Utilisation des éléments parasites des transformateurs HT et THT dans les convertisseurs statiques à résonance fonctionnant à fréquence variable", Thèse de doctorat, Montpellier 2, 1992

- [40] **JC Tascon** : "*Alimentation Flyback multirésonnante fonctionnant à fréquence fixe*", rapport de fin d'année, EUDIL, 1995
- [41] **W.A. Tabisz, F.C. Lee** : "*Zero-Voltage-Switching Multiresonant Technique - A novel approach to Improve Performance of High frequency Quasi-resonant Converters*", IEEE Trans. On power Electronics, vol. 4, N°4, octobre 1989, pp 450-458
- [42] **L.F. Casey, M.F. Schlecht** : "*A High-Frequency, low Volume, Point-of-Load Power Supply for Distributed Power Systems*", IEEE Trans. On power Electronics, vol. 3, N°1, janvier 1988, pp 70-82
- [42] **M.K. Kazimierczuk, J. Jozwik** : "*Optimal topologies of resonant DC/DC converters*", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 25, N°3, mai 1989, pp 363-371
- [43] **F.C. Lee** : "*High frequency quasi-resonant and multi-resonant converter topologies*", IEEE proceedings of the international conference on industrial electronics, Singapour, octobre 1988, pp 509
- [44] **W.A. Tabisz, M.M. Jovanovic, F.C. Lee** : "*High frequency multi-resonant converter technology and its applications*", Virginia Polytechnic Institute and State University VPEC, Blacksburg, VA 24061, USA
- [45] **F.C. Lee** : "*Recent developments in high frequency quasi-resonant and multi-resonant converter technologies*", Proc. EPE, Aachen, 1989, p.401
- [46] **A. D'almeida** : "*Contribution à l'étude et à la mise en oeuvre de structures de convertisseurs continu-continu à fréquences élevées*", Thèse de doctorat, ESE, mai 1991

