



**HAL**  
open science

# CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES DANS LES REDRESSEURS COMMANDES

Jean-Christophe Crébier

► **To cite this version:**

Jean-Christophe Crébier. CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES DANS LES REDRESSEURS COMMANDES. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999. Français. NNT: . tel-00782571

**HAL Id: tel-00782571**

**<https://theses.hal.science/tel-00782571v1>**

Submitted on 30 Jan 2013

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

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



# THESE

Présentée par

**Jean-Christophe CREBIER**

Ingénieur ENSIEG

pour obtenir le grade de DOCTEUR

**DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

*(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)*

Spécialité : Génie Electrique

---

## **CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES DANS LES REDRESSEURS COMMANDES**

---

Soutenue le 12 mai 1999 devant le jury composé de :

Messieurs

P. AURIOL

Président

H. FOCH

Rapporteur

F. FOREST

Rapporteur

M. BRUNELLO

Examineur

J.P. FERRIEUX

Examineur

R. PERRET

Examineur

N. BUCHHEIT

Invité

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble



# THESE

Présentée par

**Jean-Christophe CREBIER**

Ingénieur ENSIEG

pour obtenir le grade de DOCTEUR

**DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

*(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)*

Spécialité : Génie Electrique

---

## **CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES DANS LES REDRESSEURS COMMANDES**

---

Soutenue le 12 mai 1999 devant le jury composé de :

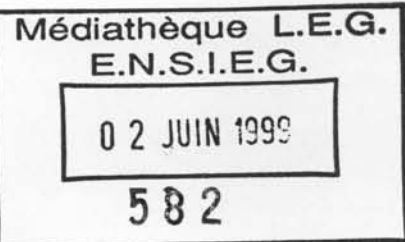
Messieurs

P. AURIOL  
H. FOCH  
F. FOREST  
M. BRUNELLO  
J.P. FERRIEUX  
R. PERRET

Président  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur  
Examineur

N. BUCHHEIT

Invité



Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

CREBIER  
1999



*L'enseignant qui marche à l'ombre du temple, parmi ceux qui l'écoutent, ne donne rien de sa sagesse mais bien plutôt sa foi et son amour.*

*S'il est vraiment un sage, il ne vous invite pas à entrer dans la demeure de sa sagesse, mais il vous conduit plutôt au réveil de votre propre conscience....*

*Khalil Gibran*



## REMERCIEMENTS :

Tout d'abord, merci aux permanents de l'équipe électronique de puissance qui m'ont accueilli et soutenu au long de ces années passées en leur compagnie. Je pense bien sûr à Robert PERRET et à Christian SCHAEFFER, les fils conducteurs par lesquels tant d'énergie est fournie. Je pense aussi à Jean-Paul FERRIEUX, véritable phare de l'équipe pour qui j'ai une reconnaissance toute particulière. Sans oublier James ROUDET, Jean-Luc SCHANEN et les autres qui m'ont apporté leurs compétences et leur enthousiasme de chercheurs. Et bien sûr mon directeur de thèse, Marc BRUNELLO, qui, par l'autonomie qu'il m'a offerte, m'a permis de développer et de mettre en avant mes facultés.

Merci à MM. Henri FOCH et François FOREST pour l'honneur qu'ils m'ont fait d'accepter d'être rapporteurs de ce travail de thèse et pour l'intérêt manifeste qu'ils lui ont porté. Merci aussi à Mr AURIOL d'avoir présidé la soutenance de la thèse.

Merci à Nicolas BUCHHEIT, pour sa coopération (industrielle) mais aussi pour sa personnalité et son contact.

Merci bien sûr à la structure du laboratoire, depuis la direction (l'ancienne et la nouvelle) jusqu'aux différents membres des corps enseignant et chercheur, sans oublier l'ensemble des personnels administratifs et techniques qui ont la difficile tâche d'assurer le bon fonctionnement du laboratoire et qui bien souvent ne reçoivent pas la reconnaissance qui leur est due.

A ce titre, je tiens à encourager les personnels chargés de l'informatique (Marie-Thé, Florence et Bruno...) dans leurs tâches et responsabilités. Je remercie aussi Jean et Stéphane qui apportent par leur complémentarité, un soutien important aux jeunes chercheurs de l'équipe. Merci à ceux qui m'ont aidé à résoudre les divers problèmes, ils se reconnaîtront sans nul doute.

Il reste bien sûr à remercier les jeunes chercheurs du laboratoire avec qui il fut et il sera toujours bon de partager, d'échanger, de grandir en un mot. Merci à vous, Patrick, Patrice, Corinne, Le Fab, Jeannot, Laurent, Jean, Joseba, Ambroise, Max, Moez, Radu... Il y aurait beaucoup à dire et j'en dis tellement d'habitude que je préfère ici en rester là en leur disant simplement qu'ils sont tous un peu de ce que je suis devenu.

Merci enfin à Bruno MALLET, avec qui j'ai partagé je le crois, la richesse de l'amitié et de la complicité. Merci à toi Bruno du fond du cœur pour ce que tu es...





# **Table des matières**



<b>TABLE DES MATIERES :</b> .....	<b>3</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE :</b> .....	<b>17</b>
<b>CHAPITRE I : LES REDRESSEURS DE COURANT COMMANDÉS.</b>	
<b>I.1. LA CONVERSION ALTERNATIF-CONTINU.....</b>	<b>23</b>
I.1.1. PRÉSENTATION. ....	23
I.1.2. LA "QUALITÉ" DE FONCTIONNEMENT.....	24
I.1.2.a. Les contraintes des sources d'alimentation. ....	24
I.1.2.b. Les contraintes des charges.....	28
I.1.3. LES REDRESSEURS. ....	29
I.1.3.a. Les redresseurs classiques.....	29
I.1.3.b. Les redresseurs à prélèvement sinusoïdal. ....	30
<b>I.2. LES REDRESSEURS DE COURANT COMMANDÉS. ....</b>	<b>32</b>
I.2.1. LES REDRESSEURS EN PONT COMPLET.....	32
I.2.1.a. Structure et fonctionnement.....	33
I.2.1.b. Commande MLI. ....	34
I.2.1.c. Les commandes en mode glissant. ....	36
I.2.1.d. Commentaires.....	37
I.2.2. LE REDRESSEUR MONO-INTERRUPTEUR EN CONDUCTION CONTINUE (CC).....	38
I.2.3. REDRESSEURS MONO-INTERRUPTEUR EN CONDUCTION DISCONTINUE (CD). ....	39
I.2.3.a. Commande à fréquence fixe rapport cyclique fixe. ....	40
I.2.3.b. Commande à fréquence fixe et rapport cyclique variable.....	41
I.2.3.c. Commande à fréquence variable. ....	42
I.2.3. LE REDRESSEUR MONO-INTERRUPTEUR TRIPHASÉ (CD). ....	43
I.2.4. SYNTHÈSE.....	45
I.2.5. LES AUTRES REDRESSEURS. ....	46
I.2.5.a. Les structures dérivées du redresseur en pont complet.....	46
I.2.5.b. Les structures dérivées du redresseur mono-interrupteur. ....	47
<b>I.3. LE REDRESSEUR À INJECTION DE COURANT DANS UN NEUTRE ARTIFICIEL.....</b>	<b>47</b>
I.3.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	47
I.3.1.a. Présentation.....	47
I.3.1.b. Fonctionnement global. ....	48
I.3.1.c. Fonctionnement haute fréquence.....	49
I.3.1.d. Interprétations. ....	51
I.3.1.e. Conclusions.....	52

I.3.2. LA STRUCTURE MONOPHASÉE.....	52
I.3.2.a. <i>Fiche technique</i> .....	52
I.3.2.b. <i>Dimensionnement</i> .....	54
I.3.2.c. <i>Commentaires</i> .....	55
I.3.3. LA STRUCTURE TRIPHASÉE.....	56
I.3.3.a. <i>Structure et principe de fonctionnement</i> .....	56
I.3.3.b. <i>Commentaires</i> .....	59
<b>I.4. CONCLUSION.....</b>	<b>60</b>

## **CHAPITRE II : ETUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES.**

<b>II.1. ETUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES.....</b>	<b>64</b>
II.1.1. PRÉSENTATION.....	64
II.1.2. LES PERTURBATIONS CONDUITES.....	65
II.1.3. ETUDE PRATIQUE ET NORMATIVE DES PERTURBATIONS CONDUITES.....	66
II.1.4. LES MOYENS D'ÉTUDES.....	69
<b>II.2. MÉTHODE D'ANALYSE FRÉQUENTIELLE.....</b>	<b>71</b>
II.2.1. MODÉLISATION DE LA CELLULE DE COMMUTATION.....	72
II.2.1.a. <i>Schéma équivalent</i> .....	72
II.2.1.b. <i>Caractérisation dans le domaine temporel</i> .....	74
II.2.1.c. <i>Modélisation dans le domaine fréquentiel</i> .....	76
II.2.2. MODÉLISATION FRÉQUENTIELLE DES CONVERTISSEURS.....	77
II.2.2.a. <i>Prise en compte du comportement basse fréquence</i> .....	78
II.2.2.b. <i>Identification du comportement en régime permanent</i> .....	79
II.2.3. DOMAINES D'APPLICATIONS ET LIMITATIONS.....	80
<b>II.3. CARACTÉRISATION CEM DES COMPORTEMENTS PROPRES AUX STRUCTURES À PRÉLÈVEMENT SINUSOÏDAL.....</b>	<b>81</b>
II.3.1. CARACTÉRISATION FRÉQUENTIELLE DES ÉLÉMENTS.....	81
II.3.1.a. <i>Les trapèzes</i> .....	82
II.3.1.b. <i>Les résonances amorties</i> .....	83
II.3.2. EFFETS DU CHANGEMENT DE POINT DE FONCTIONNEMENT DE LA CELLULE.....	85
II.3.3. ETUDE DE L'EFFET DES LOIS DE COMMANDE MLI.....	86
II.3.4. EFFETS DE L'ASSERVISSEMENT.....	89
II.3.5. COMMENTAIRES.....	90

<b>II.4. CONCLUSION.</b> .....	<b>90</b>
--------------------------------	-----------

## **CHAPITRE III : ETUDE FREQUENTIELLE DU REDRESSEUR MONO-INTERRUPTEUR EN CONDUCTION CONTINUE.**

<b>III.1. PRÉSENTATION.</b> .....	<b>93</b>
III.1.1. LE SUPPORT D'ÉTUDE. ....	93
III.1.2 CHOIX TECHNOLOGIQUES.....	94
III.1.2.a. <i>Le choix des composants.</i> .....	95
III.1.2.b. <i>L'assemblage.</i> .....	96
III.1.2.c. <i>Le système de contrôle.</i> .....	96
<b>III.2. MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR.</b> .....	<b>97</b>
III.2.1. SCHÉMA ÉLECTRIQUE HAUTE FRÉQUENCE.....	97
III.2.1.a. <i>Identification des sources et des chemins de propagations.</i> .....	97
III.2.1.b. <i>Schéma électrique haute fréquence.</i> .....	98
III.2.2. MODÉLISATION DE LA SOURCE DE PERTURBATIONS. ....	99
III.2.2.a. <i>Schéma équivalent et caractérisation de la cellule de commutation.</i> .....	99
III.2.2.b. <i>Etude du comportement temporel de la cellule de commutation.</i> .....	101
III.2.2.c. <i>Modélisation temporelle et fréquentielle basse fréquence.</i> .....	104
III.2.3. MODÉLISATION DES CHEMINS DE PROPAGATION. ....	104
III.2.3.a. <i>Identification des composants réels.</i> .....	105
III.2.3.b. <i>Les composants parasites.</i> .....	106
III.2.3.c. <i>Modèle en régime harmonique.</i> .....	107
III.2.4 COMMENTAIRES.....	108
<b>III.3 CARACTÉRISATION DES PERTURBATIONS CONDUITES.</b> .....	<b>109</b>
III.3.1 VALIDITÉ DU MODÈLE. ....	109
III.3.2. COMPARAISON AVEC LES NORMES. ....	113
III.3.3. CARACTÉRISATION DES PERTURBATIONS CONDUITES. ....	114
III.3.3.a. <i>Les sources de perturbations.</i> .....	117
III.3.3.b. <i>Les chemins de propagation.</i> .....	118
<b>III.4 OPTIMISATION.</b> .....	<b>120</b>
III.4.1. OPTIMISATION STRUCTURELLE. ....	120
III.4.1.a. <i>Les sources de perturbations.</i> .....	121
III.4.1.b. <i>Les chemins de propagation.</i> .....	123
III.4.1.c. <i>Commentaires.</i> .....	125
III.4.2. OPTIMISATION DES MOYENS DE FILTRAGE. ....	125

III.4.2.a. Choix du filtre. ....	125
III.4.2.b. Choix des valeurs. ....	126
III.4.2.c. Filtrage mode commun amont. ....	128
III.4.2.d. Filtrage mode différentiel amont. ....	129
III.4.2.e. Commentaires. ....	130
<b>III.5 DISCUSSION. ....</b>	<b>131</b>
 <b>CHAPITRE IV : LE REDRESSEUR EN PONT COMPLET : ETUDE ET COMPARAISONS.</b>	
<b>IV.1 PRÉSENTATION.....</b>	<b>135</b>
IV.1.1. FONCTIONNEMENT D'UNE STRUCTURE ONDULEUR DE TENSION.....	136
IV.1.1.a. Comportement CEM de l'onduleur de tension monophasé.....	136
IV.1.1.b. Les chemins de propagations symétriques. ....	138
IV.1.1.c. Les instants de commutation. ....	139
IV.1.2. LE REDRESSEUR EN PONT COMPLET À PRÉLÈVEMENT SINUSOÏDAL.....	142
IV.1.2.a. Justification de l'étude.....	142
IV.1.2.b. Les stratégies de commande.....	142
<b>IV.2. MODÉLISATION FRÉQUENTIELLE DU REDRESSEUR.....</b>	<b>147</b>
IV.2.1 PRÉSENTATION DE LA STRUCTURE. ....	147
IV.2.1.a. Conditions d'étude.....	147
IV.2.1.b. Descriptif du convertisseur. ....	148
IV.2.1.c. Choix du mode et du point de fonctionnement - dimensionnement théorique. ....	149
IV.2.1.d. Fonctionnement pratique avec commande bipolaire. ....	149
IV.2.1.e. Conditions d'application du modèle fréquentiel. ....	149
IV.2.2. MODÉLISATION DES CELLULES DE COMMUTATION. ....	150
IV.2.2.a. Limitations théoriques.....	150
IV.2.2.b. Descriptif pratique des formes d'ondes. ....	151
IV.2.2.c. Modélisation temporelle et fréquentielle.....	153
IV.2.3. MODÉLISATION DES CHEMINS DE PROPAGATIONS. ....	154
IV.2.3.a. Identification des chemins de propagation. ....	154
IV.2.3.b. Caractérisation des composants. ....	154
IV.2.3.c. Mise en équation. ....	156
IV.2.3.d. Prise en compte du filtre. ....	157
<b>IV.3. CARACTÉRISATION DES PERTURBATIONS CONDUITES.....</b>	<b>159</b>
IV.3.1. VALIDATION DU MODÈLE FRÉQUENTIEL SANS FILTRE. ....	159
IV.3.1.a. Résultats théoriques ....	159
IV.3.1.b. Caractérisation des perturbations conduites. ....	161
IV.3.2. COMPARAISON ET VALIDATION PRATIQUE DU MODÈLE FRÉQUENTIEL.....	163

IV.3.2.a. Comparaisons des résultats pratiques et théoriques. ....	164
IV.3.2.b. Commentaires. ....	165
IV.3.2.c. Discussion. ....	166
<b>IV.4. ETUDES DES CHEMINS DE PROPAGATIONS ET DES LOIS DE COMMANDES. ....</b>	<b>167</b>
IV.4.1. LOI DE COMMANDE BIPOLAIRE AVEC SYMÉTRISATION DES CHEMINS DE PROPAGATION. .....	168
IV.4.1.a. Etude théorique avec synchronisation parfaite.....	168
IV.4.1.a. Etude des perturbations conduites. ....	169
IV.4.2. LA LOI DE COMMANDE MLI UNIPOLAIRE. ....	172
IV.4.2.a. Chemins de propagation non symétriques. ....	172
IV.4.2.b. Chemins de propagation symétriques. ....	174
IV.4.3. LOI DE COMMANDE UNIPOLAIRE À AIGUILLAGE. ....	176
<b>IV.5. CONCLUSION. ....</b>	<b>179</b>
 <b>CONCLUSION GENERALE : .....</b>	<b>183</b>
 <b>BIBLIOGRAPHIE : .....</b>	<b>191</b>
 <b>ANNEXE : .....</b>	<b>200</b>









# **Introduction générale**



Ces dernières années, l'électronique de puissance s'est fortement répandue dans les appareillages modernes. Basée sur le principe du découpage des grandeurs électriques, elle permet la conversion de l'énergie avec des rendements élevés. Aujourd'hui, la prolifération de ces équipements fait surgir un nouveau problème : "leur compatibilité électromagnétique". En effet, le découpage à forts gradients de courant et de tension crée des perturbations électromagnétiques de type conduit ou rayonné qui peuvent se propager et dégrader le bon fonctionnement des appareillages voisins.

Parmi les convertisseurs d'électronique de puissance, les redresseurs représentent une part importante des problèmes. Directement connectés au réseau de distribution, ils sont particulièrement à même de "polluer l'environnement". Les contraintes liées à la qualité de l'énergie (les normes) ont fait évoluer ces convertisseurs vers des structures plus ou moins complexes dont l'objectif principal est de prélever un courant sinusoïdal en phase avec la tension. Cette tâche est rendue possible par un découpage haute fréquence qui permet d'asservir la forme du ou des courants d'entrée.

Longtemps étudiés à travers leur fonctionnalité, ces convertisseurs nécessitent maintenant des études approfondies visant à identifier et caractériser les performances CEM. Cependant, les outils d'études classiques sont mal appropriés aux redresseurs commandés car trop coûteux en temps de calcul compte tenu de la période basse fréquence caractéristique de ce type de convertisseur. L'objectif de ce travail est d'aborder et d'étudier les perturbations conduites des redresseurs de courant de manière simple mais efficace afin de limiter les durées de simulation et les difficultés liées à la détermination du régime permanent de ces structures. La mise au point d'outils mathématiques permettra alors d'étudier et de quantifier les moyens à mettre en œuvre pour réduire les perturbations pour rendre compatible les structures étudiées.

Nous commencerons ce rapport par une présentation générale de ces structures de conversion. Parmi celles-ci, les redresseurs de courant, ayant des performances élevées, représentent la majeure partie des convertisseurs à prélèvement sinusoïdal. Nous en présenterons les principales structures et modes de fonctionnement. L'une d'elles, plus ou moins novatrice sera étudiée avec plus d'attention. Le premier chapitre nous permettra de mettre en évidence l'intérêt de ces redresseurs tout en soulignant clairement le report dans le domaine des fréquences intermédiaires des perturbations conduites.

Le domaine de la compatibilité électromagnétique en électronique de puissance fait l'objet de beaucoup de travaux et de publications. L'étude des phénomènes, de la source aux victimes en passant par les chemins de propagation, est devenue une discipline à part entière. Elle consiste à modéliser puis caractériser les perturbations hautes fréquences, l'objectif final

étant de rendre "compatible" le convertisseur. Dans le second chapitre, nous aborderons les aspects conduits de cette discipline. Nous en présenterons les caractéristiques et les limitations. Ceci permettra de souligner les difficultés liées à l'étude des perturbations conduites dans les redresseurs commandés dont le comportement fréquentiel s'étend de la fréquence du réseau (50Hz) jusqu'aux hautes fréquences bien supérieures à la fréquence de découpage (de 150kHz à 30MHz). Nous proposerons une méthode simplifiant la modélisation et la caractérisation des perturbations conduites dans les redresseurs de courant commandés. Cette méthode est basée sur une étude dans le domaine fréquentiel à partir d'une linéarisation préalable du comportement du convertisseur étudié.

Les chapitres qui suivent sont des applications de cette "méthode fréquentielle" sur les deux principaux redresseurs de courant commandés présentés au début de ce rapport. Le principe de modélisation y est validé, ce qui permet l'étude et la réduction des perturbations conduites.

La troisième chapitre concerne le redresseur mono-interrupteur en conduction continue. Cette structure, figure de proue des redresseurs commandés de part ses performances, se présente ici comme un cas concret où le modèle fréquentiel peut être appliqué de manière efficace. Une première partie est consacrée à la détermination de ce modèle. S'en suit une caractérisation complète des perturbations conduites où les résultats théoriques sont comparés à des relevés pratiques provenant d'un prototype spécifique. La fin du chapitre s'attache à proposer et utiliser ce modèle pour réduire les perturbations conduites à travers des améliorations structurelles et des moyens de filtrages additionnels, l'objectif étant de satisfaire les normes en vigueur.

Le quatrième et dernier chapitre aborde la modélisation et la caractérisation des perturbations conduites des redresseurs en pont complet. L'étude est appliquée à une structure monophasée existante. De technologie différente du précédent convertisseur (convertisseur industriel à IGBT), la modélisation fréquentielle s'appuie sur des relevés pratiques simples. S'en suit une caractérisation complète des perturbations. Une dernière partie présente quelques remarques et solutions pour réduire les niveaux des perturbations de ces structures vis-à-vis des modes de fonctionnement.

# **Chapitre I**

*Les redresseurs de courant  
commandés :*





## **I.1. La conversion alternatif-continu.**

### **I.1.1. Présentation.**

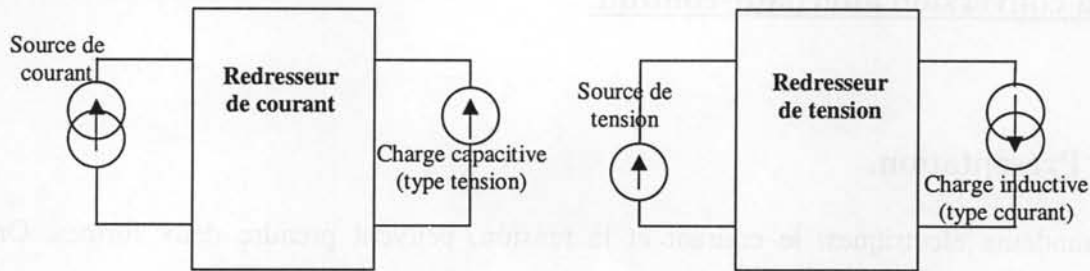
Les grandeurs électriques, le courant et la tension, peuvent prendre deux formes. On distingue les grandeurs électriques de type continu et celles de type alternatif. Chacune d'elles peut avoir des caractéristiques variables en terme de valeur et en terme de fréquence pour les grandeurs alternatives. L'électronique de puissance est un moyen efficace pour effectuer la conversion de l'énergie entre ces deux familles ou à l'intérieur d'une même famille. On distingue quatre modes de conversion :

- La conversion alternatif-alternatif (AC/AC) dont le but est de modifier la fréquence et/ou l'amplitude des grandeurs électriques alternatives.
- La conversion continu-continu (DC/DC) dont le but est de modifier le niveau d'une grandeur électrique continue pour l'adapter à une charge.
- La conversion continu- alternatif (DC/AC) qui permet de créer des grandeurs électriques alternatives à partir de sources continues.
- La conversion alternatif-continu (AC/DC) permet, quand à elle, d'obtenir des grandeurs électrique continues à partir de signaux alternatifs.

Cette dernière famille représente une part importante des applications propres à l'électronique de puissance pour deux raisons essentielles. Premièrement, les sources de distribution de l'énergie sont de type alternatif qu'il s'agisse du réseau industriel ou bien de réseaux de bord autonomes. Deuxièmement, de nombreuses charges sont de type continu ou nécessitent le passage en continu comme étage intermédiaire pour d'autres types de conversion (AC-AC avec changement de fréquence par exemple).

On distingue deux types de redresseurs : Il y a les structures de redressement directs associants une source de tension ou de courant à une charge de type dual. L'autre catégorie correspond aux redresseurs indirects associant une source et une charge de même type par l'intermédiaire d'un élément de stockage. Dans le présent travail nous ne parlerons que de structures de conversion directes en associant à chaque fois qu'il sera nécessaire la source et l'élément de stockage. Ceci nous permet de classer les redresseurs en deux grandes familles :

les redresseurs de tension et les redresseurs de courant directs dont les schémas fonctionnels sont donnés figure I.1 ci-dessous.



**Figure I.1 :** schémas fonctionnels des convertisseurs AC/DC direct.

Chacune d'elles, extrêmement vaste, se décline en fonction de plusieurs critères essentiels. L'un d'eux, la "qualité" du redressement, devient de plus en plus prépondérant et fait l'objet du prochain paragraphe. Dans la suite de ce chapitre, nous ferons un bref rappel sur la diversité des redresseurs pour finir par une synthèse sur les redresseurs de courant commandés. Les différentes structures associées aux divers modes de fonctionnement seront alors abordées dans un cadre général permettant au lecteur de se faire une idée du comportement de chacun d'eux. Pour finir, l'étude plus particulière d'une structure novatrice sera présentée, ceci dans un but descriptif.

### I.1.2. La "qualité" de fonctionnement.

Les convertisseurs d'électronique de puissance peuvent être classés selon plusieurs critères tels que le coût, la simplicité, la fiabilité, le rendement mais aussi la "qualité" et la plage de fonctionnement. Par "qualité" de fonctionnement nous entendons la qualité énergétique des signaux électriques (facteur de puissance élevé et contenu fréquentiel faible). Les redresseurs n'échappent pas à ces règles qui poussent les concepteurs de convertisseurs vers des structures toujours plus performantes. C'est ainsi que selon le cahier des charges et les contraintes imposées par les différents acteurs, un compromis entre chacun de ces critères est à trouver. Dans ce paragraphe nous nous proposons d'aborder plus particulièrement le critère de qualité associé à la fonction de redressement.

#### I.1.2.a. Les contraintes des sources d'alimentation.

Dans le cas de la France, c'est le réseau national de distribution contrôlé par Electricité de France qui correspond à la source d'alimentation alternative. Ce réseau, fortement interconnecté à travers tout le pays permet de relier les alternateurs fournisseurs de l'énergie

aux millions de consommateurs, du particulier à l'usine de manufacture en passant par les transports urbains. C'est ainsi que de nombreux utilisateurs se retrouvent connectés entre eux à travers le réseau via les divers câblages et transformateurs de tension.

Toute charge (ou utilisateur) qui se connecte au réseau de distribution est en droit de recevoir une énergie de qualité. C'est à ce titre que le distributeur EDF se voit dans l'obligation de fournir un signal électrique dont les caractéristiques basses tensions doivent être contenues dans certaines plages. Outre les caractéristiques classiques en fréquence et niveau de tension ( $f_r=50\text{Hz} \pm 1\%$  et  $V_{in}=230-400V_{eff} +10\% -6\%$ ) il existe des critères relatifs aux composantes harmoniques du signal. En effet, le signal électrique peut véhiculer, outre le fondamental, un certain nombre d'autres signaux pouvant perturber le fonctionnement des lignes de transmission et le cas échéant celui des utilisateurs connectés au réseau. L'origine de ces perturbations est principalement due à la présence d'utilisateurs dits "polluants" qui injectent toutes formes de signaux sur le réseau. Aussi, pour garantir une énergie de qualité à l'ensemble de ses consommateurs, les professionnels du génie électrique ont instauré un certain nombre de normes pour tous les utilisateurs afin que ces derniers, de part leur mode de fonctionnement, ne génèrent pas trop de perturbations conduites sur le réseau de distribution. En effet, si chacun essaie d'absorber une énergie que l'on qualifiera de propre, c'est l'ensemble du réseau qui demeure de bonne qualité. Les principales raisons liées à l'application de ces normes sont :

- Le respect des formes d'ondes des tensions d'alimentation (harmoniques).
- La réduction des pertes ferromagnétiques dans les transformateurs de distribution.
- La réduction de la circulation de courants réactifs.

Il existe à ce jour un certain nombre de normes que doit satisfaire tout produit devant être connecté au réseau de distribution. Les convertisseurs d'électronique de puissance entre dans cette catégorie. De part leurs modes de fonctionnement, ils doivent respecter une ou plusieurs normes selon l'étendue spectrale et le niveau des perturbations qu'ils peuvent être amenés à créer. On distingue deux catégories de normes définissant les limites de perturbations conduites admissibles par le réseau de distribution. Il y a les normes basses fréquences (BF) et les normes hautes fréquences (HF). Chacune d'elles définit, pour un certain nombre d'harmoniques ou pour une plage fréquentielle donnée, des limites en fonction du type d'appareil et éventuellement des conditions de fonctionnement (puissance et point de connexion).

### - Les normes BF :

Ce premier type de norme fait référence aux niveaux limites d'émission d'harmoniques basses fréquences dans le réseau de distribution pour diverses catégories d'appareils. Il existe deux normes selon la puissance absorbée par l'appareil.

La norme EN61000-3-2 s'applique aux appareils qui absorbent un courant inférieur à 16Aeff par phase. Elle définit jusqu'au 40<sup>ème</sup> rang les valeurs efficaces limites maximales admissibles (relatives ou absolues) des harmoniques de courant. Le tableau I.1 ci-dessous en présente les principales valeurs en quatre classes pour les différents types d'appareils dont les caractéristiques détaillées sont largement abordées en référence[61000-3-2-N].

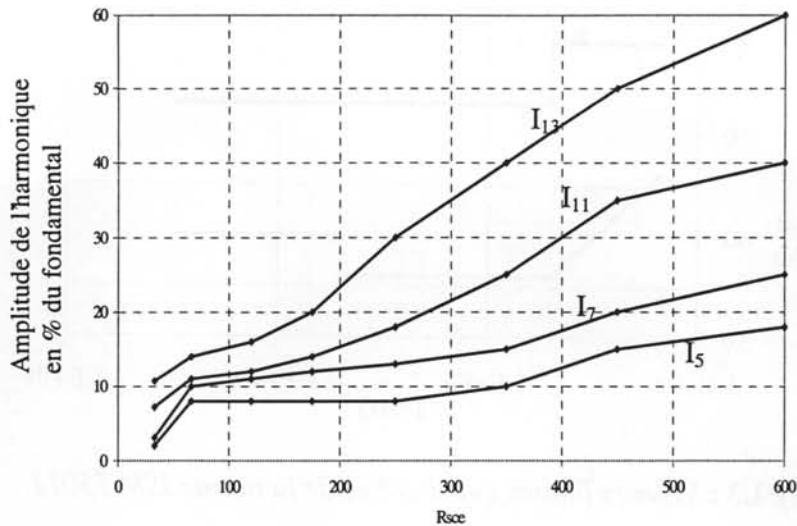
Rang harmonique	3	5	7	9	11	13	≥15	2	4	6	>6
Classe A (Aeff)	2.3	1.44	0.77	0.4	0.33	0.21	$0.15 \frac{15}{n}$	1.08	0.43	0.3	$0.23 \frac{8}{n}$
Classe B (Aeff)	3.45	1.71	1.15	0.6	0.5	0.315	$0.225 \frac{15}{n}$	1.62	0.645	0.45	$0.345 \frac{8}{n}$
Classe C (%)	30.FP	10	7	5	3	3	3	2			
Classe D (mA/W)	3.4	1.9	1	0.5	0.35	0.3	$\frac{3.85}{n}$				

**Tableau I.1:** Limites relatives à la norme EN 61000-3-2.

La norme EN61000-3-4 s'attache quant à elle à définir les valeurs limites pour les mêmes harmoniques mais cette fois pour les appareils absorbant un courant supérieur à 16Aeff par phase (cette norme est en projet). Toutefois pour ce niveau de puissance, elle tient compte de la configuration du réseau au point de connexion de l'appareil. Les niveaux limites des harmoniques tolérés seront dépendants de la puissance de l'appareil connecté et de la puissance de court-circuit du réseau au point de connexion. C'est une grandeur nommée *rapport de court circuit* "R<sub>sce</sub>" égale au rapport de ces deux grandeurs (I.1) qui permet de situer les limites à ne pas dépasser.

$$R_{sce} = \frac{S_{cc}}{S_n} \quad (I.1)$$

La figure I.2 ci après donne les limites harmoniques à ne pas dépasser pour des équipements triphasés en fonction de la valeur de R<sub>sce</sub>.

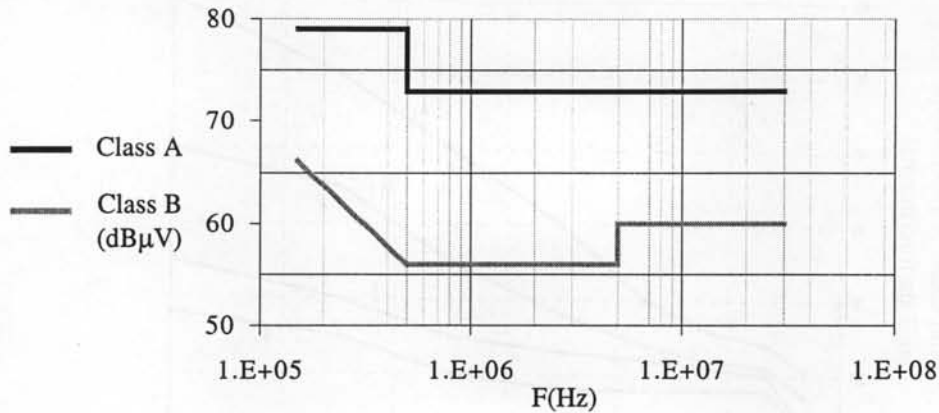


**Figure I.2 :** Valeurs maximales des harmoniques des équipements triphasés dictées par la norme EN 61000-3-4 pour divers  $R_{sce}$ .

Les cas des appareils monophasés ou encore fonctionnant en régime de neutre déséquilibré peuvent être consultés en référence [61000-3-4-N].

#### - Les normes HF :

Comme nous le verrons dans ce travail, l'emploi de convertisseurs d'électronique de puissance spécifiques avec des commandes adéquates permet de remédier en partie ou totalement aux problèmes liés aux composantes basses fréquences contenues dans les signaux électriques. Cependant, ces derniers réalisent cette fonction en effectuant un découpage haute fréquence des grandeurs électriques. Ce phénomène peut engendrer lui aussi des perturbations conduites qui, une fois sur le réseau, peuvent perturber les utilisateurs voisins. Afin de limiter le taux d'émission de ce type de perturbations, des normes relatives au domaine des hautes fréquences ont vu le jour. C'est le cas de la norme ISM 55011 qui définit dans une gamme de fréquence de 150kHz à 30MHz les limites tolérables. Ces dernières sont décrites page suivante pour deux types d'appareillages dont les caractéristiques sont décrites en référence [55011-N]. Elles donnent les valeurs "quasi-crêtes" à ne pas dépasser dans le cadre de mesures normatives utilisant des méthodes et des appareils spécifiques [CISPR16-N] comme cela sera décrit dans le second chapitre.



**Figure I.3 :** Valeurs limites quasi-crêtes de la norme ISM 55011.

Comme on peut le voir à travers la présentation de ces normes, la connexion aux sources d'alimentation impose des contraintes spécifiques liées à la qualité du fonctionnement et ce pour le bien de chacun. Voyons maintenant ce qu'il en est pour les charges (l'autre extrémité du convertisseur).

#### I.1.2.b. Les contraintes des charges.

Les charges possèdent elles aussi des contraintes vis-à-vis de la qualité des signaux électriques qui leur sont appliqués. Dans le cas des redresseurs, les charges sont de type continu. Elles peuvent être de différentes catégories (moteur à courant continu, second étage de conversion en électronique de puissance...). La plupart de ces charges ont des contraintes qui leur sont propres en fonction de leur susceptibilité. De manière générale, on peut dire que les grandeurs continues de sortie doivent avoir une composante continue stable et régulée à laquelle peuvent être superposées des composantes basses fréquences de telle sorte que le signal de sortie demeure dans une certaine fourchette. L'exemple type est une tension de sortie fixe avec une marge relative :  $385V \pm 5\%$ . En ce qui concerne la partie haute fréquence du signal, on est confronté au même problème que pour les sources d'alimentation, à savoir que le convertisseur ne doit pas perturber le bon fonctionnement de la charge. La norme ISM55011 peut alors être appliquée.

A travers ces quelques remarques, il apparaît qu'à l'heure actuelle le contrôle des niveaux des perturbations émises par les convertisseurs d'électronique de puissance est important. Ceci nécessite la connaissance préalable du comportement des structures. Le paragraphe suivant donne un rappel succinct des différents groupes de redresseurs.

### I.1.3. Les redresseurs.

On peut classer les redresseurs en deux catégories selon la qualité de leur comportement en régime harmonique. L'une d'elle englobe les structures dites classiques sans contrôle actif des formes d'ondes. L'autre représente la famille des redresseurs dits commandés où les formes d'ondes basses fréquences sont asservies.

#### I.1.3.a. Les redresseurs classiques.

Définition : Ce sont les redresseurs pleines ondes, synchronisés sur le signal AC d'entrée. Sont inclus dans les redresseurs classiques tous les convertisseurs qui ne permettent pas d'absorber un courant sinusoïdal quelle que soit la charge connectée. On trouve dans cette famille les redresseurs à diodes, les ponts à thyristors, les ponts mixtes et tous leurs dérivés (association de redresseurs, etc...).

Ces structures, à l'origine de la fonction de redressement, souffrent aujourd'hui d'une mauvaise réputation car elles génèrent beaucoup de composantes basses fréquences qui, nous l'avons vu, ne sont plus tolérables sur les réseaux de distribution de l'énergie électrique. Même si des techniques ont été développées pour limiter ces problèmes (filtrage passif, structures complexes à thyristors), les seules possibilités de respecter les niveaux les plus restrictifs des normes basses fréquences résident dans l'utilisation et l'adjonction de filtres actifs [Lequeu-T]. Nombreux peuvent être les exemples démontrant les limites de ces redresseurs. Néanmoins il semble nécessaire de justifier l'intérêt de ces convertisseurs car ils restent performants sur de nombreux critères.

Les redresseurs à diodes offrent des performances très élevées en termes de coût, de rendement, de fiabilité et de simplicité. De plus, les plages d'applications en puissance sont de loin les plus importantes avec des installations de plusieurs MW.

De manière simplifiée, on peut dire qu'un redresseur de tension à diodes monophasé peut être utilisé sans filtre ajouté jusqu'à des puissances d'environ 600W comme cela a été clairement démontré [Andrieu-T]. Pour les fortes puissances avec des structures triphasées, l'utilisateur désirant utiliser un redresseur à diode devra s'entendre avec le distributeur pour que ce dernier mette à sa disposition un point de raccordement dont la puissance de court-circuit permettra de supporter les niveaux d'harmoniques créés par un tel redresseur. Par exemple, on pourra connecter un redresseur de tension triphasé à diode absorbant une puissance de 35kW si la puissance de court circuit au point de connexion est supérieure ou égale à 6MVA correspondant à un rapport de court circuit  $R_{scc}=175$  comme cela a été démontré [Crebier-R].



L'un des gros inconvénients des redresseurs à diodes réside dans l'absence de moyen de contrôle et d'asservissement des grandeurs de sortie.

Les redresseurs à thyristors offrent cette possibilité de contrôle. Cette fonctionnalité additionnelle permet par exemple l'entraînement de machines à courant continu à vitesse variable. Par contre, le problème essentiel de ce type de redresseur réside dans le fait que, outre la création d'harmoniques impairs basses fréquences assez élevés, des harmoniques pairs peuvent aussi être générés.

On le voit, l'entrée en vigueur des normes qui ont été présentées dans le précédent paragraphe cantonne de plus en plus l'emploi de ces redresseurs classiques à des utilisations exceptionnelles, soit à faible puissance, soit à forte puissance moyennant l'adaptation du réseau. C'est pour ces raisons que depuis peu on rencontre de plus en plus de convertisseurs dont l'une des fonctions principales, outre le redressement, est de prélever un courant de type sinusoïdal. Leur but est d'accroître la qualité harmonique de la fonction redresseur. Ces convertisseurs sont les redresseurs à prélèvement sinusoïdal (on parle aussi de redresseur à absorption sinusoïdale).

### **I.1.3.b. Les redresseurs à prélèvement sinusoïdal.**

Définition : Sont considérés comme redresseurs à absorption sinusoïdale, tous les convertisseurs qui présentent un comportement résistif vis-à-vis du réseau. En d'autres termes, ces convertisseurs contrôlent la forme du ou des courants d'entrée(s) afin que ces derniers soient de formes quasi-sinusoïdales.

Les redresseurs à absorption sinusoïdale font partie des structures où des composants actifs vont découper les grandeurs électriques dans le domaine des hautes fréquences [Rodri-A]. Ainsi, à partir de lois de commande spécifiques et de l'utilisation judicieuse des composants passifs, il devient possible de créer des formes d'ondes basses fréquences telles que des sinusoïdes de courant ou de tension.

Comme nous l'avons dit en introduction, on peut distinguer deux familles de convertisseurs directs selon la grandeur électrique qui sera découpée. On distingue les redresseurs de courant où, vu du réseau, la grandeur découpée sera la tension de sortie du convertisseur et ce de telle sorte que le courant absorbé soit sinusoïdal. L'autre famille, duale à la précédente, concerne les redresseurs de tension où cette fois le courant de sortie est découpé pour créer une composante basse fréquence sinusoïdale.

### - Les redresseurs de tension.

Les redresseurs de tension sont des structures issues du montage en pont de type tension-courant dont le fonctionnement de base est celui du hacheur série. Aussi, comme celui-ci, ils procèdent vue de la source d'alimentation, au découpage haute fréquence du courant de sortie. Le choix judicieux des temps de conduction des composants actifs permet de reconstituer un courant d'entrée sinusoïdal basse fréquence. L'adjonction de filtres passifs retire les composantes hautes fréquences ne laissant que le fondamental du courant. Le bon fonctionnement de ces structures ne peut être garanti quelle que soit la tension de sortie. De manière générale nous dirons que cette tension doit être maintenue sous un certain niveau (variable selon la structure).

Les redresseurs de tension (tout comme les commutateurs de courant basés sur la même topologie) présentent plusieurs contraintes liées à leur principe de fonctionnement qui rendent leur développement et leur utilisation encore restreintes (en particulier la nécessité d'employer des semi-conducteurs bidirectionnels en tension). Néanmoins, ce type de structure fait l'objet de plusieurs travaux dont quelques uns sont cités en référence [Fonesca-D, Thalin-A, Wang-A1, Tooth-A]. Le développement de nouveaux composants (actifs en particulier) permettra sûrement de reconsidérer ce type de redresseur.

### - Les redresseurs de courant.

Les redresseurs de courant appartiennent à la famille des structures directes de type courant-tension dérivées du hacheur parallèle. Cette fois-ci, le convertisseur procède au découpage haute fréquence de la tension de sortie pour reproduire une tension sinusoïdale basse fréquence. Le choix judicieux des lois de commande des composants actifs permet de créer un signal dont la phase et l'amplitude sont réglables. L'utilisation d'un filtre entre ce signal et la tension d'alimentation permet de prélever un courant lui-même sinusoïdal. Le redresseur en pont complet en est l'exemple type. Sa structure est basée sur l'onduleur de tension. La condition de bon fonctionnement des redresseurs de courant est que la tension de sortie soit supérieure à la valeur maximale de la tension d'alimentation (sans quoi il y a mise en conduction directe). Sur un réseau basse tension, Compte tenu des marges de tolérance une utilisation fiable d'une structure monophasée impose une tension de sortie supérieure ou égale à 385V.

Ce type de convertisseur correspond bien aux possibilités technologiques qui nous sont offertes à l'heure actuelle et présente un certain nombre d'avantages par rapport aux redresseurs de tension. Il représente la majeure partie des structures utilisées à ce jour. L'étude

de celles-ci fait l'objet d'une grande quantité de publications dont quelque unes sont proposées en référence [Salm-A1, Lin-A, Burnet-D, Chauchat-T].

Pour conclure, les redresseurs de courant présentent des caractéristiques intéressantes à plusieurs points de vue. Cela les définit donc comme les convertisseurs les plus susceptibles de remplir les besoins de l'utilisateur. C'est la raison pour laquelle la suite de ce chapitre est orientée sur la présentation et la description succincte de cette famille de redresseurs.

## **I.2. Les redresseurs de courant commandés.**

Il existe principalement deux catégories de redresseurs de courant, ceux dérivés de l'onduleur de tension et ceux dérivés du hacheur élévateur. Ces convertisseurs peuvent être considérés comme des structures de conversion directes par l'association de l'inductance d'entrée avec la source de tension d'alimentation formant ainsi une source de courant du point de vue dynamique. La suite de ce travail portant sur l'étude plus détaillée de ces convertisseurs, ce paragraphe propose une rapide synthèse des principaux critères de fonctionnement de ces structures. Pour les différents convertisseurs, on distingue deux groupes de fonctionnement, à savoir le type de conduction, continue ou discontinue, et le mode de découpage à fréquence fixe ou variable. Chacun d'eux possède son domaine de prédilection en fonction de critères spécifiques. Dans les lignes qui suivent, nous proposons une synthèse en la matière qui a pour but de donner au lecteur un certain nombre d'informations et de critères de comparaison sur les redresseurs de courant à absorption sinusoïdale. Le redresseur en pont complet débute ce travail. Puis c'est au tour du redresseur mono-interrupteur qui sera présenté sous divers modes de fonctionnement.

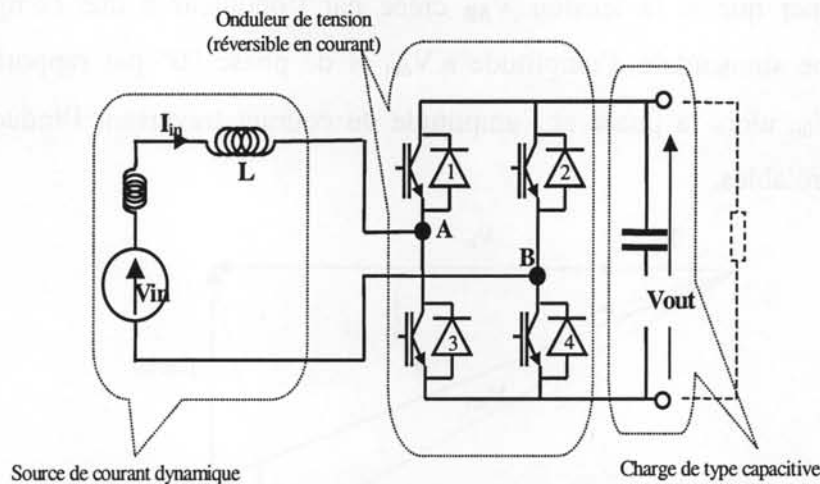
**Remarque :** Toutes les structures que nous allons étudier réalisent le prélèvement sinusoïdale du courant d'entrée tout en permettant l'asservissement de tension de sortie.

### **I.2.1. Les redresseurs en pont complet.**

Les redresseurs en pont complet utilisent la structure de l'onduleur de tension qui est réversible en courant. Ces convertisseurs, plutôt destinés aux transferts de moyennes puissances (jusqu'à plusieurs centaines de kW selon les technologies employées), permettent de réaliser la fonction absorption sinusoïdale avec une grande qualité harmonique en basse fréquence.

### I.2.1.a. Structure et fonctionnement.

La structure de puissance est composée d'un onduleur de tension auquel sont ajoutés des composants passifs, inductifs en entrée et capacitifs en sortie. Sa topologie est présentée figure I.4 ci-dessous. L'association source de tension et inductance d'entrée forme la source de courant dynamique. La charge et le condensateur de sortie jouent le rôle de charge capacitive (source de tension dynamique).



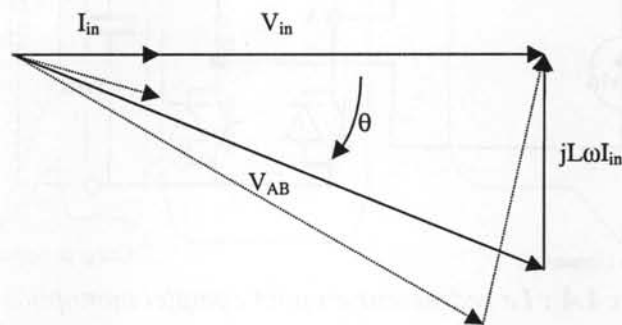
**Figure I.4 :** Le redresseur en pont complet monophasé.

Le choix des composants actifs est soumis aux contraintes de dimensionnement et de fonctionnement (fréquence de découpage, tension d'entrée et de sortie, puissance, rendement...) de la structure. Celui des composants passifs est directement lié aux contraintes de qualité présentées au premier paragraphe de ce chapitre. Dans le cas du condensateur de filtrage, le choix de sa valeur obéit à l'équation (I.2) ci-dessous qui fixe l'ondulation maximale basse fréquence de la tension de sortie.

$$C_{\text{out}} = \frac{P}{\omega_r \cdot V_{\text{out}} \cdot \Delta V_{\text{out}}} \quad (\text{I.2})$$

Le choix de l'inductance est plus complexe. Plusieurs contraintes obligent à trouver un compromis entre la taille de l'inductance et la fréquence de découpage du convertisseur. Cela fait l'objet de travaux référencés [Mohan-L, Marroyo-A]. Succinctement, on peut dire que le choix de l'inductance est compris dans un intervalle dont le minimum est dicté par le choix de la loi de commande, la fréquence de découpage  $F_0$ , les contraintes liées au contenu fréquentiel du courant absorbé et la tension de sortie. En contre partie, La valeur maximale quant à elle dépend d'une part du coût mais aussi de la dynamique du courant d'entrée et de la chute de tension qui ne devra pas être trop importante.

Le mode de fonctionnement est dans le cas général en conduction continue, à fréquence de découpage fixe ou variable. Le principe consiste à contrôler la forme du courant dans la ou les inductances d'entrées  $L$  connectées aux sources d'alimentations en créant une tension sinusoïdale basse fréquence  $V_{AB}$ , aux bornes du convertisseur à partir du découpage HF de la tension de sortie  $V_{out}$ . Un bon moyen pour se représenter ceci consiste à considérer un diagramme vectoriel des grandeurs fondamentales d'entrées comme cela est donné figure I.5. On peut remarquer que si la tension  $V_{AB}$  créée par l'onduleur a une composante basse fréquence de type sinusoïdale d'amplitude  $a.V_{out}$  et de phase " $\theta$ " par rapport à la tension d'alimentation  $V_{in}$ , alors la phase et l'amplitude du courant traversant l'inductance  $L$  sont entièrement contrôlables.



**Figure I.5 :** Diagramme vectoriel des grandeurs électriques d'entrée.

Pour remplir cette tâche, on distingue principalement deux catégories de lois de commande :

- Celles à modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.) travaillant à fréquence fixe [Ziogas-A2, Holtz-A, Mohan-L].
- Celles dites à mode glissant ou hystérésis travaillant à fréquence variable [Spangler-A, Ziogas-A1, Guffon-A].

### **I.2.1.b. Commande MLI.**

On distingue la MLI bipolaire et celle unipolaire. Ces deux commandes, sont basées sur la comparaison de sinusoïdes de référence basse fréquence avec un signal triangulaire à la fréquence de découpage. Le résultat permet d'obtenir les instants de conduction des interrupteurs du convertisseur permettant de reproduire une tension sinusoïdale  $V_{AB}$  à 50Hz.

#### La MLI bipolaire.

Cette loi de commande s'applique exclusivement aux convertisseurs monophasés. C'est une commande complémentaire où chacun des bras de la structure est en opposition de phase. On obtient une forme d'onde  $V_{AB}$  HF rectangulaire à deux niveaux  $V_{out+}$  et  $V_{out-}$ . Les instants de

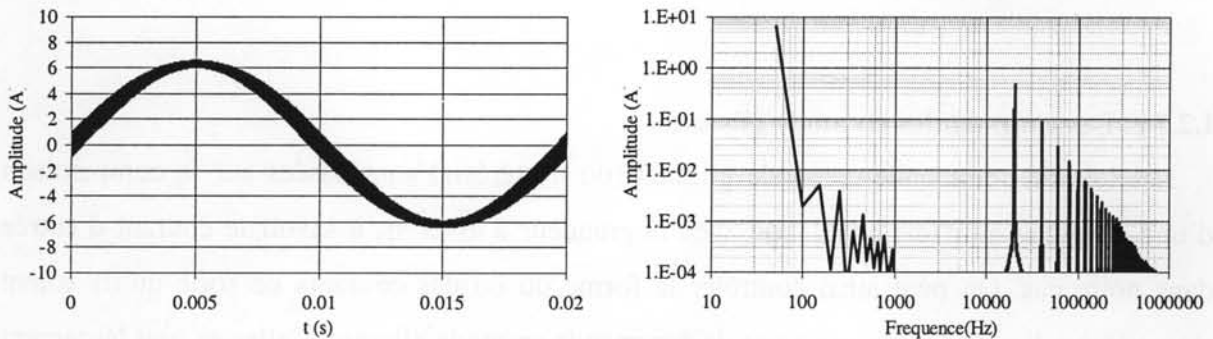
commutation des interrupteurs sont complémentaires deux à deux et leur évolution est décrite par l'équation (I.3).

$$\alpha_{1,4}(t) = \frac{1 + a \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta)}{2} \quad (I.3)$$

La valeur de l'inductance minimale est dictée par l'équation (I.4) ci-dessous.

$$L > \frac{V_{out}}{2 \cdot \Delta I_{L_{max}} \cdot F_o} \quad (I.4)$$

La figure I.6 ci-dessous présente la forme d'onde théorique et le contenu spectral du courant d'entrée pour un redresseur monophasé associé à une loi de commande MLI bipolaire.



**Figure I.6 :** Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (MLI bipolaire).

( $V_{in}=230V$ ,  $V_{out}=385V$ ,  $P_{out}=1kW$ ,  $F_o=20kHz$ ,  $\Delta I_{max}=2A$ ,  $L=5mH$ ).

### La MLI unipolaire.

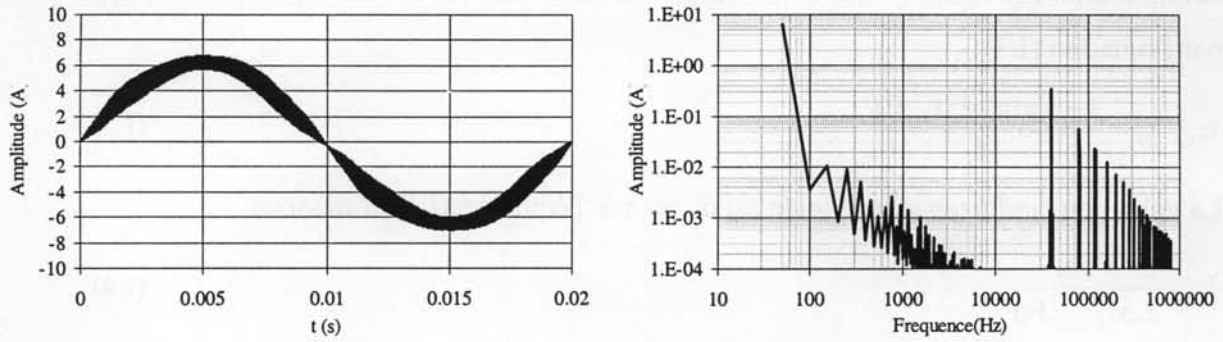
C'est la commande classique de ce type de structure. Elle est applicable pour les topologies monophasées et triphasées. Chaque bras du convertisseur crée une tension sinusoïdale en son point milieu. Dans le cas d'une structure monophasée, on obtient une forme d'onde entre phase  $V_{AB}$  HF rectangulaire à trois niveaux  $V_{out+}$ ,  $V_{out-}$  et 0. Les instants de commutation des interrupteurs de chacun des bras sont dictés par l'équation (I.5).

$$\alpha_{1,2}(t) = \frac{1 \pm a \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta)}{2} \quad (I.5)$$

Dans ce cas, la valeur de l'inductance minimale est dictée par l'équation (I.6) ci-dessous.

$$L > \frac{V_{out}}{8 \cdot \Delta I_{L_{max}} \cdot F_o} \quad (I.6)$$

La figure I.7 ci-après présente la forme d'onde théorique et le contenu spectral du courant d'entrée pour un redresseur monophasé utilisant cette loi de commande.



**Figure I.7 :** *Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (MLI unipolaire).*

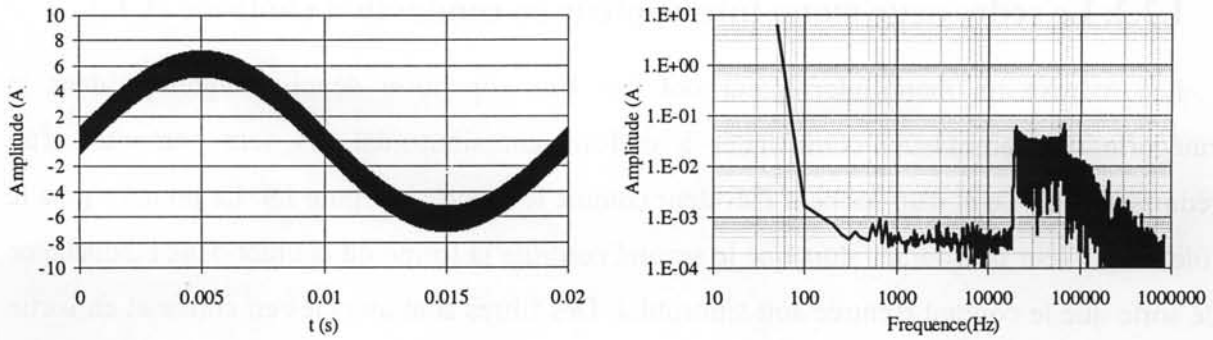
$(V_{in}=230V, V_{out}=385V, P_{out}=1kW, F_o=20kHz, \Delta I_{max}=2A, L=1.25mH).$

### I.2.1.c. Les commandes en mode glissant.

Les lois de commande en mode glissant (ou hystérésis) sont basées sur la comparaison d'une consigne ou d'une enveloppe avec la grandeur à asservir, à savoir le courant d'entrée dans notre cas. On peut ainsi contrôler la forme du ou des courants de sorte qu'ils soient sinusoïdaux. Il existe plusieurs types de commande en mode glissant. Celles-ci sont largement présentées dans la thèse de Mr Andrieu [Andrieu-T]. Les commandes à hystérésis, somme ou produit sont bien connues et basées sur l'encadrement du courant entre deux consignes. Dans le cas d'un hystérésis produit, les deux références sont multiples l'une de l'autre. Dans le cas d'un hystérésis somme, elles sont décalées l'une de l'autre par une constante. Ce dernier type de commande est préférable car il confine la fréquence de découpage entre deux valeurs. C'est le choix de la valeur de l'inductance qui fixe la fréquence minimale de découpage du convertisseur. Ces deux paramètres sont reliés par l'équation (I.7).

$$L_{max} = \frac{V_{out}^2 - V_{in}^2}{2 \cdot V_{out}} \cdot \frac{1}{\Delta I \cdot F_{min}} \quad (I.7)$$

La figure I.8 présente les formes d'ondes théoriques du courant d'entrée dans le cas d'un redresseur monophasé pour une commande hystérésis somme. Il est possible de travailler avec des hystérésis variables permettant le confinement du spectre haute fréquence. D'autres modes de commande, basés sur le calcul vectoriel, sont possibles mais ne seront pas abordés dans ce travail. De plus amples informations sont disponibles en référence [Saetieo-A, Malesani-A].



**Figure I.8 :** *Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (hystérésis somme).*

$(V_{in}=230V, V_{out}=385V, P_{out}=1kW, \Delta I_{max}=2A, L=1.38mH, F_{min}=20kHz).$

#### I.2.1.d. Commentaires.

Ce type de structure est particulièrement efficace pour effectuer un prélèvement sinusoïdal de qualité. Par contre, et nous pouvons le voir sur les spectres des exemples précédents, cette fonction reporte le problème en haute fréquence ce qui nécessite des études spécifiques. La comparaison des deux lois de commande MLI fait apparaître l'intérêt de la commande unipolaire. A composants équivalents, son spectre HF est de meilleure facture et on retrouve les premiers harmoniques seulement au double de la fréquence de découpage. Ceci se fait malgré l'emploi d'inductance plus faible et sans augmenter la fréquence de hachage [Chauchat-T]. En revanche, la commande bipolaire offre une dynamique supérieure de part son principe de fonctionnement. Les commandes en mode glissant offrent de réels gains en terme de contenu fréquentiel HF sans pour autant pénaliser le comportement basse fréquence de la structure. Néanmoins le fonctionnement à fréquence variable n'est pas toujours facile à maîtriser en terme de CEM.

Cette structure peut être utilisée dans des applications monophasées et triphasées. Dans ce dernier cas, seules les commandes unipolaires et mode glissant restent valable. Elle présente l'avantage d'être réversible en courant par simple modification des lois de commande. On trouve ainsi des applications dans la recharge des véhicules électriques par exemple [Chauchat-T]. Néanmoins, ces convertisseurs restent complexes et coûteux et leur utilisation n'est raisonnable que lorsque la structure est déjà existante ou lorsque la circulation de courants réactifs ou harmoniques est désirée (grâce à sa totale réversibilité). On trouve ainsi des applications dans le filtrage actif [Lequeu-T], ou dans la compensation synchrone.



### I.2.2. Le redresseur mono-interrupteur en conduction continue (CC).

Les redresseurs mono-interrupteur ont fait leur apparition depuis longtemps dans la catégorie des redresseurs commandés à prélèvement sinusoïdal. Ils sont composés d'un redresseur à diode et d'un hacheur élévateur comme le montre la figure I.9. Le premier joue le rôle d'aiguilleur du courant alors que le second contrôle la forme du courant dans l'inductance de sorte que le courant d'entrée soit sinusoïdal. Des filtres sont associés en entrée et en sortie pour répondre aux contraintes de qualité.

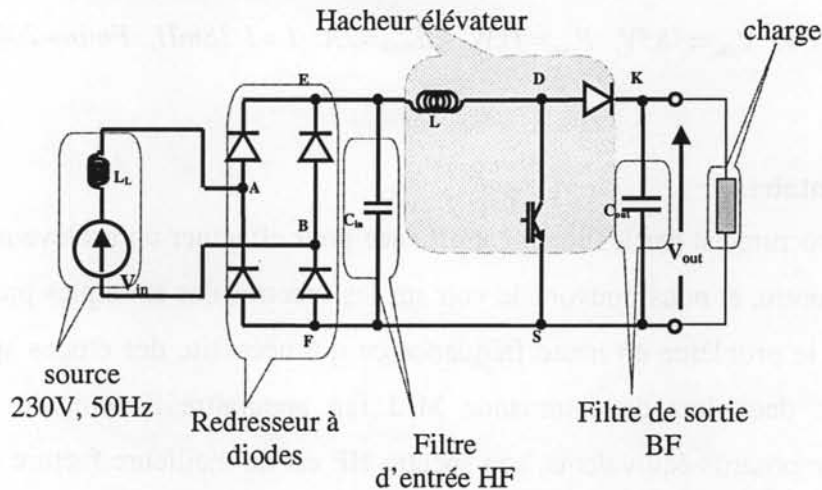


Figure I.9 : Structure mono interrupteur monophasée.

Comme pour tous les redresseurs de courant, la condition permettant de satisfaire cette fonction est que la tension de sortie  $V_{out}$  soit supérieure à la valeur maximale de la tension d'alimentation  $V_{in}$ . Le fonctionnement en conduction continue peut être réalisé en utilisant les lois de commande de la précédente structure en pont complet à savoir MLI et hystérésis.

Nous ne considérerons ici que le cas de la commande MLI. La loi de variation du rapport cyclique  $\alpha(t)$  en fonction du temps est donnée par l'équation suivante :

$$\alpha(t) = 1 - |a \cdot \sin(\omega_r t - \varphi)| \quad (I.8)$$

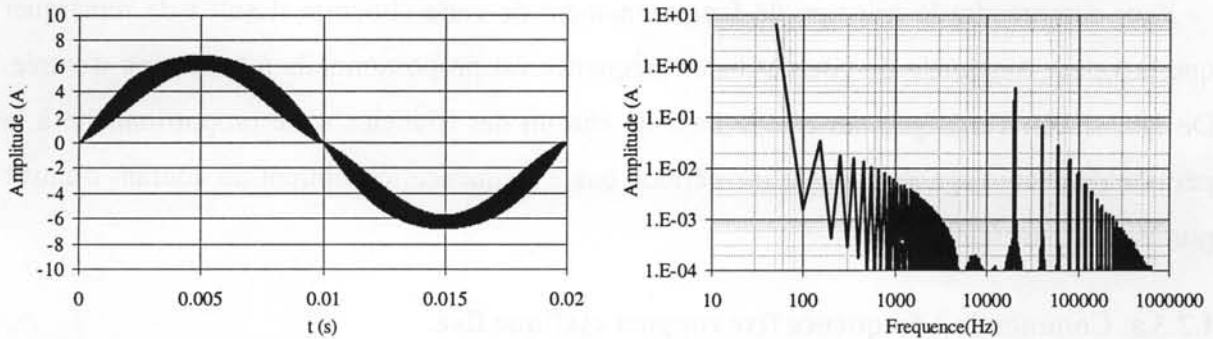
On peut en déduire la valeur de l'inductance  $L$  qui permettra de limiter l'ondulation du courant:

$$L_{min} = \frac{V_{out}}{4 \cdot \Delta I_{L_{max}} \cdot F_0} \quad (I.9)$$

Il est très important de noter la non réversibilité de cette structure. Cela a pour conséquence de créer des distorsions au voisinage du passage du courant par zéro (créant des harmoniques de bas rangs). De fait, il faut prendre garde à limiter l'ondulation HF et le niveau de courant absorbé.

La plupart des informations propres au comportement et au dimensionnement de cette structure sont aussi décrites dans la documentation Unitrode [Told-DB] qui propose plusieurs circuits de commande de cette structure (basés sur des modes de fonctionnement MLI).

La figure I.10 ci-après représente la forme d'onde théorique du courant et son contenu fréquentiel pour un point de fonctionnement donné et une commande MLI intersective.



**Figure I.10 :** *Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée (MLI intersective).*

$(V_{in}=230V, V_{out}=385V, P_{out}=1kW, \Delta I_{max}=2A, L=2.4mH, F_o=20kHz).$

#### Commentaires :

La qualité de redressement de cette structure est bonne pour les basses fréquences. Seuls quelques problèmes au voisinage du passage par zéro du courant peuvent apparaître si l'inductance est trop forte ou si l'ondulation du courant absorbé trop importante.

Le redresseur mono-interrupteur monophasé commence à être très largement utilisé comme étage de pré-régulation à absorption sinusoïdale dans les appareillages de faible puissance (jusqu'au kW). Sa simplicité de mise en œuvre et les possibilités qu'il offre à moindre coût sont ses principaux atouts. Ce type de structure connaît à ce jour une intense activité de recherche dans plusieurs modes de fonctionnement. Il est à noter que ce principe de fonctionnement n'est pas transposable à la structure triphasé (tout simplement parce que l'on ne dispose que d'un seul moyen de réglage pour trois courants à contrôler). Là encore, il est intéressant de noter le report des harmoniques dans les hautes fréquences.

### **I.2.3. Redresseurs mono-interrupteur en conduction discontinue (CD).**

La structure à la base de ce type de redresseur est la même que précédemment (voir figure I.9). Cependant dans le cas présent, le comportement du courant dans l'inductance du hacheur est maintenu en conduction discontinue. Ainsi, à partir de lois de commandes simples, on crée

un courant haute fréquence de forme triangulaire de type discontinue dont la composante basse fréquence se rapproche le plus possible d'une sinusoïde [Ziogas-A3, Garcia-A]. Comparés au précédent principe de fonctionnement, les avantages sont la simplification des lois de commande (et des capteurs associés), et la diminution de l'inductance du hacheur. En revanche, cela se traduit par une qualité harmonique de moins bonne facture en particulier en hautes fréquences.

Pour comprendre le principe de fonctionnement de cette structure il suffit de remarquer que la valeur maximale du courant haute fréquence est proportionnelle à la tension d'entrée. De fait, si l'on s'arrange pour que la base de chacun des triangles reste proportionnelle à la période de découpage au cours d'une période basse fréquence, on obtient un courant d'entrée purement sinusoïdale.

### I.2.3.a. Commande à fréquence fixe rapport cyclique fixe.

C'est le système de contrôle le plus simple. A fréquence fixe et rapport cyclique fixe au cours de la période basse fréquence, on obtient des triangles de courant dont l'aire est quasi-proportionnel à la tension d'entrée. La base de chaque triangle de courant haute fréquence est égale à la somme des durées de la phase de charge  $\alpha T_o$  et de décharge  $\beta T_o$  de l'inductance L. La seule condition pour garantir le bon fonctionnement en conduction discontinue est de maintenir cette durée inférieure à celle de la période de découpage. Ceci fixe la valeur limite du temps de conduction de l'interrupteur (I.10).

$$\alpha + \beta < 1 \quad \text{avec} \quad \beta(t) = \alpha \frac{V_{in}(t)}{V_{out} - V_{in}(t)} \quad \text{d'où} \quad \alpha := \frac{V_{out} - V_{max}}{V_{out}} \quad (\text{I.10})$$

L'aire de chacun de ces triangles définit la forme du courant basse fréquence (I.11).

$$I_{in\_hf\_moy}(t) = \frac{V_{in}(t) \cdot V_{out}}{V_{out} - V_{in}(t)} \cdot \frac{\alpha^2 \cdot T_o}{2L} \quad (\text{I.11})$$

Le développement limité (I.12) de cette valeur moyenne montre que le courant absorbé n'est pas purement sinusoïdal (valable pour  $V_{in}/V_{out} < 1$ ). On peut remarquer que plus la tension de sortie sera importante plus les composantes basses fréquences seront faibles.

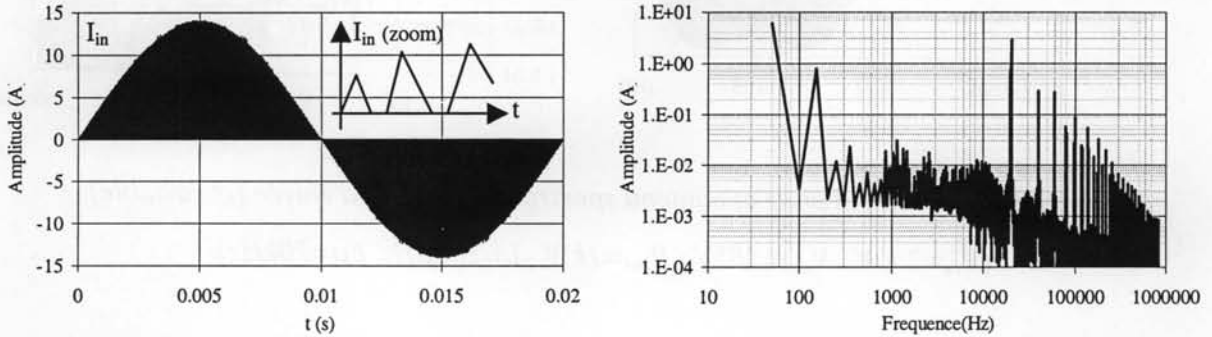
$$\langle I_{in\_hf\_moy} \rangle = \frac{V_{in} \cdot \alpha^2 \cdot T_o}{2L} \cdot \left( 1 + \frac{V_{in}}{V_{out}} + \left( \frac{V_{in}}{V_{out}} \right)^2 + \dots \right) \quad \text{avec} \quad V_{in}(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega_r \cdot t) \quad (\text{I.12})$$

Pour permettre un fonctionnement optimal, on fixe la valeur de l'inductance en fonction de la puissance à faire transiter. Ce calcul est donné par l'équation (I.13) ci-après. Pour se faire on considère la valeur moyenne du courant dans la diode de roue libre  $I_{Dr1moy}$ . Celui-ci doit

être égal au courant moyen de sortie (bilan de puissance). Reste alors à en exprimer sa valeur en fonction de L.

$$L := \frac{V_{out}}{2 \cdot P_{out}} \cdot \alpha^2 \cdot T_o \cdot \frac{2}{Tr} \int_0^{Tr} \frac{(V_{max} \sin(\omega \cdot t))^2}{V_{out} - V_{max} \sin(\omega \cdot t)} dt \quad (I.13)$$

La figure I.11 ci-dessous donne la représentation du courant d'entrée et son contenu fréquentiel.



**Figure I.11 :** Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée ( $F_o$  et  $\alpha$  constants).

$$(V_{in}=230V, V_{out}=650V, P_{out}=1kW, L=600\mu H, \alpha=0.5, F_o=20kHz).$$

Cette loi de commande à caractère pédagogique n'est pas vraiment envisageable dans la réalité car les critères de qualité sont dépendants de la tension de sortie. On le voit ici à travers l'illustration ci-dessus, les composantes basses fréquences restent prépondérantes même avec une tension de sortie élevée ( $V_{out}=650V$ ). De fait, ce type de structure est généralement contrôlé par des systèmes à rapport cyclique ou à fréquence variables comme nous allons le voir.

### I.2.3.b. Commande à fréquence fixe et rapport cyclique variable.

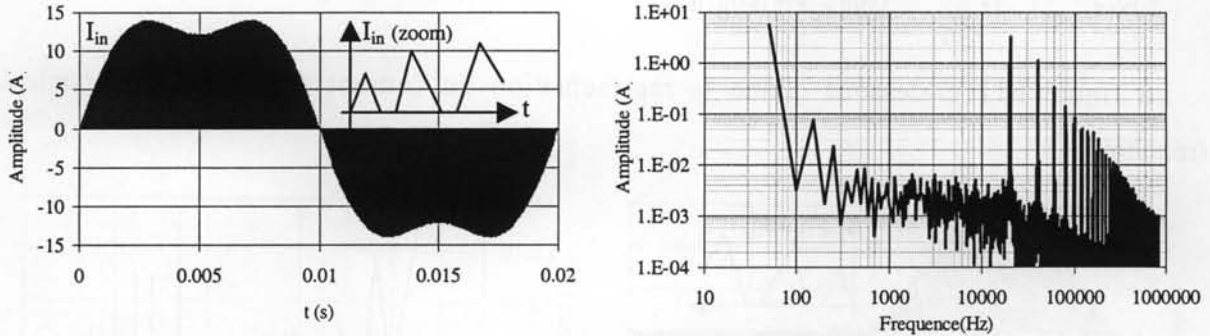
Ici, le rapport cyclique est asservi pour accroître la qualité du courant basse fréquence [Ferrieux-L]. Dans ce cas, le courant absorbé basse fréquence est purement sinusoïdal. La encore, le courant devant être maintenu discontinu au cours de la période basse fréquence, on déduit les contraintes sur l'inductance L et le rapport cyclique (au cours de la période BF) en fonction du point de fonctionnement choisi.

$$L < \frac{V_{out} - V_{max}}{I_{max} \cdot 2 \cdot F_o} \cdot \frac{V_{max}}{V_{out}} \quad (I.14)$$

Le choix de L permet de déduire l'évolution du rapport cyclique  $\alpha(t)$ .

$$\alpha(t) = \sqrt{I_{\max} \cdot 2 \cdot F_o \cdot L \cdot \frac{V_{\text{out}} - V_{\text{in}}(t)}{V_{\text{out}} \cdot V_{\max}}} \quad (\text{I.15})$$

La figure I.12 présente les formes d'ondes théoriques du courant d'entrée et sa représentation spectrale pour ce type de fonctionnement.



**Figure I.12 :** Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée ( $\alpha$  variable).

$$(V_{\text{in}}=230\text{V}, V_{\text{out}}=385\text{V}, P_{\text{out}}=1\text{kW}, L=200\mu\text{H}, F_o=20\text{kHz}).$$

Avec ce mode de fonctionnement on obtient un comportement basse fréquence de bonne qualité. De plus, cela permet de réduire la valeur de l'inductance du hacheur. En revanche, cela s'effectue au détriment de l'augmentation de l'ondulation HF du courant d'entrée et d'un surdimensionnement des composants de la structure (courant maximum au moins deux fois supérieur à la valeur maximale du fondamental du courant d'entrée). Ce mode de fonctionnement convient tout à fait aux applications faible puissance nécessitant un très faible encombrement (forte densité d'énergie).

### I.2.3.c. Commande à fréquence variable.

Le mode de fonctionnement à fréquence variable et à rapport cyclique constant au cours de la période basse fréquence correspond à un régime auto oscillant [Lai-A]. Le courant haute fréquence est alors de forme triangulaire telle que sa valeur moyenne haute fréquence est de type sinusoïdal redressé. Dans ce cas, le courant absorbé basse fréquence est purement sinusoïdal, l'aire de chacun des triangles étant toujours proportionnelle à la tension d'alimentation.

Le choix du couple inductance et temps de conduction  $T_{\text{on}}$  est fonction de la puissance à faire transiter.

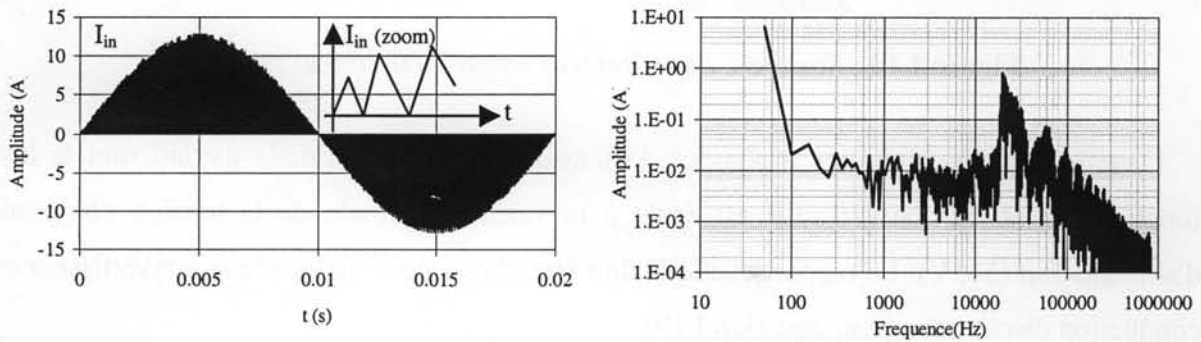
$$L = \frac{V_{\max}^2}{4 \cdot P_{\text{out}}} \cdot T_{\text{on}} \quad (\text{I.16})$$

De plus, la plage de fréquence de découpage désirée est fixée par la valeur de la tension de sortie et le temps de conduction  $T_{on}$ .

$$F_{max} = \frac{1}{T_{on}} \quad (I.17)$$

$$F_{min} = \frac{1}{T_{on} + T_{eff}} \quad \text{avec } T_{off} = \frac{4.P_{out}.L}{V_{max}.(V_{out} - V_{max})} \quad (I.18)$$

La figure I.13 ci-dessous présente la forme d'onde théorique du courant d'entrée d'un tel montage. Le réglage de la tension de sortie se fait en jouant sur le temps de conduction  $T_{on}$ .



**Figure I.13 :** Forme d'onde et contenu spectral du courant d'entrée ( $F_o$  variable).

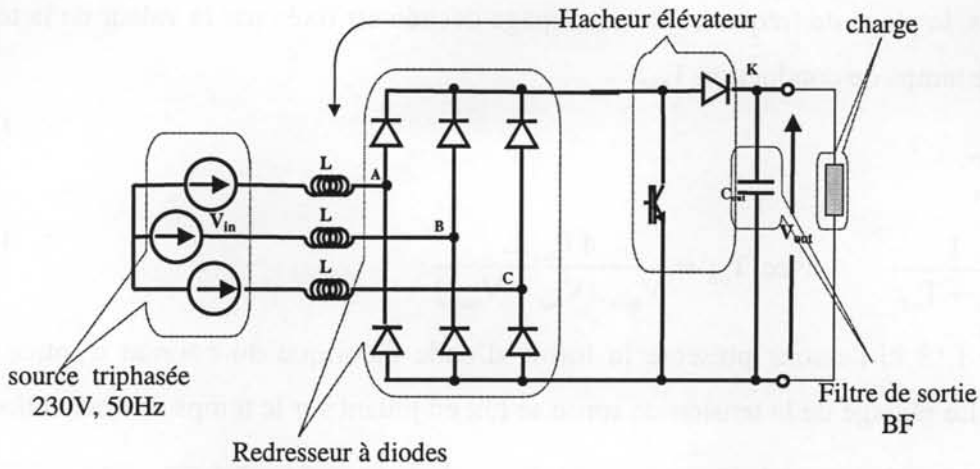
$$(V_{in}=230V, V_{out}=650V, P_{out}=1kW, L=660\mu H, T_{on}=25\mu s).$$

Ce type de commande présente un fonctionnement très simple et efficace. Il peut être utilisé pour des applications faibles puissances. En revanche, la plage de fréquence baisse si la tension de sortie est trop faible ( $F_{min}=7kHz$  pour  $V_{out}=385V$ ).

### I.2.3. Le redresseur mono-interrupteur triphasé (CD).

La structure triphasée du redresseur mono-interrupteur est donnée figure I.14. Contrairement au cas des structures monophasées, ce convertisseur ne peut fonctionner que dans un mode de conduction discontinue car on ne possède qu'un seul moyen de réglage alors que trois courants d'entrées sont à régler.

Son principe de fonctionnement est identique à celui de la structure monophasée en conduction discontinue à fréquence fixe et rapport cyclique fixe et ses caractéristiques restent comparables. Le courant accumulé dans chacune des inductances des phases reste proportionnel aux tensions simples permettant d'obtenir des formes d'ondes basses fréquences quasi-sinusoïdales. Néanmoins la qualité du contenu fréquentiel basse fréquence reste dépendante de la tension de sortie. La encore, l'intérêt principal d'une telle structure réside dans la simplicité du fonctionnement.



**Figure I.14 :** Structure du redresseur mono-interrupteur triphasé.

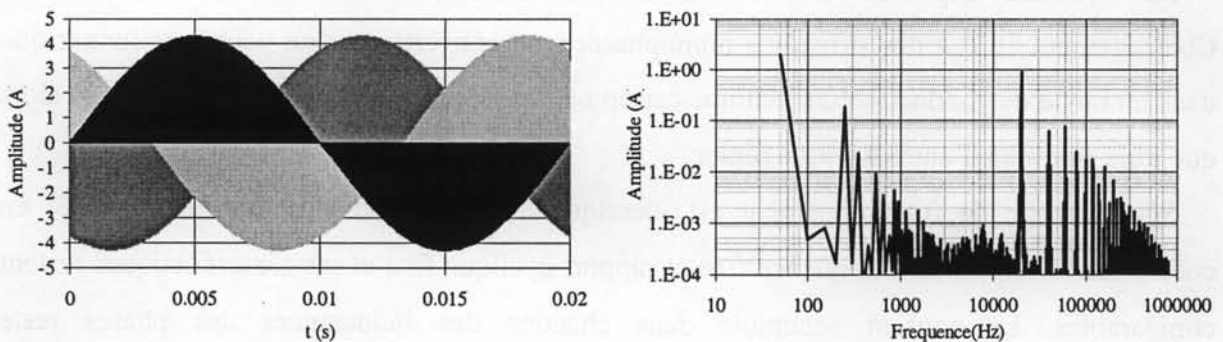
Dans le cas des structures triphasées, la tension de sortie minimale garantissant le bon fonctionnement du convertisseur est égale à la valeur maximale de la tension composée d'alimentation (565V). Le rapport cyclique doit être choisi pour maintenir le convertisseur en conduction discontinue (voir équation I.19).

$$\alpha := \frac{V_{out} - \sqrt{3} \cdot V_{max}}{V_{out}} \quad (I.19)$$

Le choix de l'inductance est à faire selon la puissance à transiter afin de maximiser les possibilités de la structure (passage à la limite de la conduction continue discontinue).

$$L = \frac{V_{out}}{P_{out}} \cdot I_{DrImoy} \quad (I.20)$$

Le réglage de la tension de sortie de fait en jouant sur l'amplitude du courant d'entrée par l'intermédiaire du rapport cyclique. Ci-dessous (figure I.15) sont représentés les courants dans chacune des phases ainsi que leur contenu fréquentiel.



**Figure I.15 :** Formes d'ondes et contenu spectral des courants d'entrée ( $F_o$  et  $\alpha$  constants).

( $V_{in}=230V$ ,  $V_{out}=1000V$ ,  $P_{out}=1kW$ ,  $L=1.65mH$ ,  $\alpha=0.437$ ,  $F_o=20kHz$ ).

Commentaires.

Cette structure reste assez marginale car ses caractéristiques techniques ne sont pas très intéressantes. De plus, il y a incompatibilité entre la vocation à priori faible puissance de ce type de structure et une alimentation triphasée. L'impossibilité de contrôler la forme d'onde du courant basse fréquence nécessite une tension de sortie élevée pour garantir un prélèvement sinusoïdal de qualité. Il est à noter que cette structure peut fonctionner en fréquence variable mais sans apporter les avantages acquis dans le cas des structures monophasés [Simo-A]. De nombreuses publications présentent des applications en commutation douce qui pourraient améliorer le rendement et le comportement HF de la structure [Ismail-A].

**I.2.4. Synthèse.**

Nous venons de voir dans ce paragraphe plusieurs structures et modes opératoires ayant pour fonction de prélever un courant sinusoïdal. Toutes présentent des caractéristiques propices à la réduction des harmoniques basses fréquence. De fait, il n'est pas facile de commenter de manière globale l'ensemble de ces structures si ce n'est les quelques remarques formulées au cours du paragraphe.

En effet, chaque structure a ses propres spécificités qui lui confèrent des avantages et des inconvénients. Aussi, en guise de synthèse, plutôt que de quantifier et classer l'intérêt de chacune elles, nous proposons un tableau récapitulatif (tableau I.2 page suivante) des principales caractéristiques accompagnées d'un dimensionnement des principaux composants pour un point de fonctionnement commun. Chacun pourra ainsi avoir une idée des possibilités de ces structures.

Remarque :

$I_T$  correspond au courant dans un interrupteur

$I_D$  correspond au courant dans une diode haute fréquence

$I_L$  correspond au courant dans l'inductance d'entrée

$I_3$  correspond à l'harmonique 3 du courant d'entrée (400 correspondant au premier multiple de la fréquence de découpage).



	Onduleur	Redresseur mono-interrupteur		
	MLI Bipolaire	cond. continue MLI intersective	cond. discontinue $\alpha$ variable	cond. discontinue $F_o$ variable
$I_{Tmax}$ (A)	<b>6.4</b>	<b>6.7</b>	<b>14.2</b>	<b>12.3</b>
$I_{Tmoy}$ (A)	0.3	1.3	1.3	1.3
$I_{Teff}$ (A)	1.2	2.3	3.1	2.67
$I_{Dmax}$ (A)	6.4	6.7	14.2	12.3
$I_{Dmoy}$ (A)	1.6	2.6	2.6	2.6
$I_{Deff}$ (A)	2.9	3.7	4.2	4.25
L (H)	<b>5m</b>	<b>2.4m</b>	<b>200<math>\mu</math></b>	<b>660<math>\mu</math></b>
$I_{Lmax}$ (A)	6.4	6.7	14.2	12.3
$I_{Leff}$ (A)	4.4	4.4	5.2	5
$LI^2$ (J)	<b>0.135</b>	<b>0.069</b>	<b>0.015</b>	<b>0.033</b>
$I_3$ (A)	0.006	0.035	0.08	0.2
$I_{400}$ (A)	<b>0.6</b>	<b>0.5</b>	<b>3.3</b>	<b>0.6 (à 7kHz)</b>

**Tableau I.2:** Comparaisons entre quatre redresseurs monophasés à prélèvement sinusoïdal.

( $V_{in}=230V$ ,  $V_{out}=385V$ ,  $P_{out}=1kW$ ,  $F_o=20kHz$ ).

### I.2.5. Les autres redresseurs.

Les quelques convertisseurs et modes de fonctionnement que nous venons de présenter ne correspondent nullement à un inventaire exhaustif. Il existe encore de nombreuses structures dérivées des structures en pont complet ou mono-interrupteur. On peut trouver par exemple des structures qui auront été simplifiées ou modifiées pour améliorer tel ou tel critère selon les cahiers des charges spécifiques à chaque utilisateur. Dans ce paragraphe nous proposons quelques exemples avec références de lecture pour chacune des deux familles de redresseurs.

#### I.2.5.a. Les structures dérivées du redresseur en pont complet.

L'idée principale qui se cache bien souvent derrière ces structures concerne l'augmentation ou l'optimisation du niveau d'utilisation des composants actifs (facteur de dimensionnement  $F_d$  aussi faible que possible). Certains choisissent de perdre la réversibilité pour faire l'économie de trois interrupteurs et de leurs commandes associées. Ces structures trouvent principalement leurs applications dans les alimentations triphasées. Toutes sortes de structures dérivées du redresseur en pont complet sont présentées référence [Salm-A2, Mida-A, Bialos-

A, Mehl-A]. Le problème restant toujours le même, à savoir que lorsque l'on gagne sur un plan, on perd ailleurs. Tout est question de compromis et de priorités sur les critères.

### **I.2.5.b. Les structures dérivées du redresseur mono-interrupteur.**

Les principales structures dérivées de cette famille sont les convertisseurs entrelacés. Dans ce type de redresseurs, certains avantages peuvent être acquis par l'emploi de plusieurs convertisseurs de manière imbriqués physiquement ou par l'intermédiaire de lois de commandes décalées [Zhang-A1, Balogh-A, Bart-A]. L'objectif est alors de réduire l'ondulation haute fréquence résiduelle tout en permettant la mise en parallèle de deux convertisseurs autorisant un transfert de puissance supérieur. D'autres structures sont à l'étude toujours dans le but de proposer des fonctionnalités spécifiques. L'une d'elles, dont le principe consiste à injecter du courant dans un neutre artificiel, a fait l'objet d'une étude approfondie. Cette dernière est décrite dans un dernier paragraphe de ce chapitre. Son principe de fonctionnement particulier offre un nouveau compromis qui mérite d'être présenté.

## **I.3. Le redresseur à injection de courant dans un neutre artificiel.**

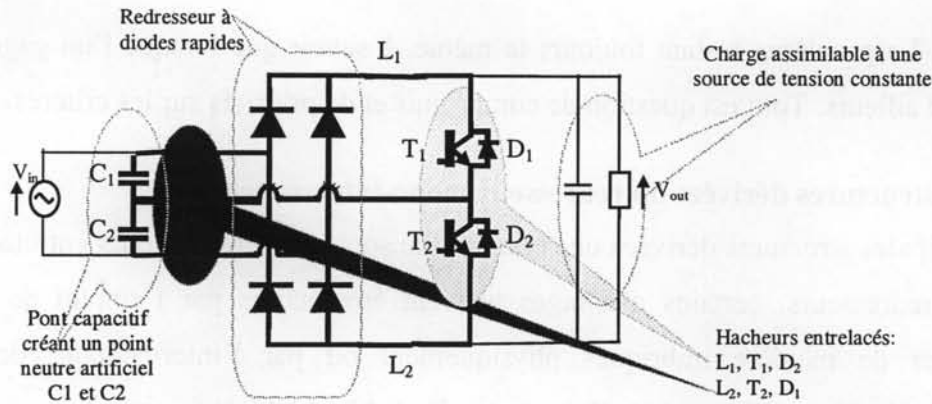
Il existe de nombreuses structures de conversion alternatif-continu dérivées du redresseur mono-interrupteur. L'une d'elles est le redresseur à injection de neutre à absorption sinusoïdale [Nabae-A]. Ce convertisseur étant plus ou moins novateur, une étude plus détaillée de son principe de fonctionnement et de ses caractéristiques est maintenant proposée.

La présentation d'une nouvelle structure est toujours délicate car il est difficile de faire le tour des avantages et inconvénients et des différents modes de fonctionnement possibles. Aussi pour l'heure, disons que l'intérêt de cette structure réside dans le fait qu'elle peut être considérée comme un compromis entre les convertisseurs fonctionnant en conduction continue et ceux fonctionnant en conduction discontinue.

### **I.3.1. Principe de fonctionnement.**

#### **I.3.1.a. Présentation.**

La structure de ce convertisseur dans le cas d'une alimentation monophasée est présentée ci-après figure I.16.

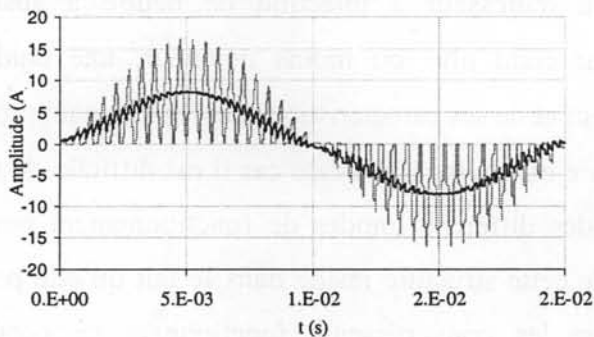


**Figure I.16 :** Structure redresseur monophasée à injection dans un neutre artificiel.

Cette structure présente des caractéristiques identiques à celles étudiées auparavant, à savoir, le contrôle de la forme du courant d'entrée et la régulation de la tension de sortie.

### I.3.1.b. Fonctionnement global.

On distingue clairement l'association de deux hacheurs parallèles entrelacés, d'un neutre artificiel fait à partir de deux condensateurs C1 et C2. Chacun des hacheurs fonctionne de manière indépendante et complémentaire. Ceci permet d'une part d'éviter le fatidique court circuit de bras, mais aussi et surtout, ceci crée un entrelaçage entre les courants des deux hacheurs qui a pour effet de réduire l'ondulation haute fréquence du courant d'entrée.



Courant d'entrée :

Courant dans une inductance :

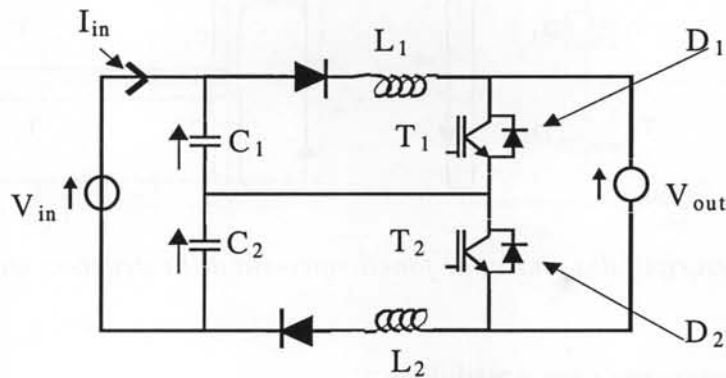
**Figure I.17 :** Formes d'ondes du courant d'entrée et du courant dans une inductance.

Le principe de fonctionnement de chaque hacheur parallèle est identique à celui des redresseurs mono-interrupteur en conduction discontinue précédemment abordés. Comme c'était le cas, le courant dans chacune des inductances doit être maintenu en conduction discontinue au cours de la période basse fréquence afin de garantir le fonctionnement en prélèvement sinusoïdal. De plus, comme cela est le cas de tous les redresseurs de courant, la tension de sortie doit être maintenue supérieure à la valeur maximale de la tension d'entrée.

Nous l'avons vu précédemment, ce type de structure a plusieurs modes de fonctionnement. L'étude de chacune d'elles serait confuse. Aussi, dans un but didactique, nous nous limiterons à l'étude du fonctionnement de la structure en considérant un mode opératoire à fréquence et rapport cyclique constants au cours de la période basse fréquence.

### I.3.1.c. Fonctionnement haute fréquence.

Pour aborder le fonctionnement théorique de cette structure, il est possible de se ramener à un schéma équivalent haute fréquence plus simple décrit Fig.I.18.



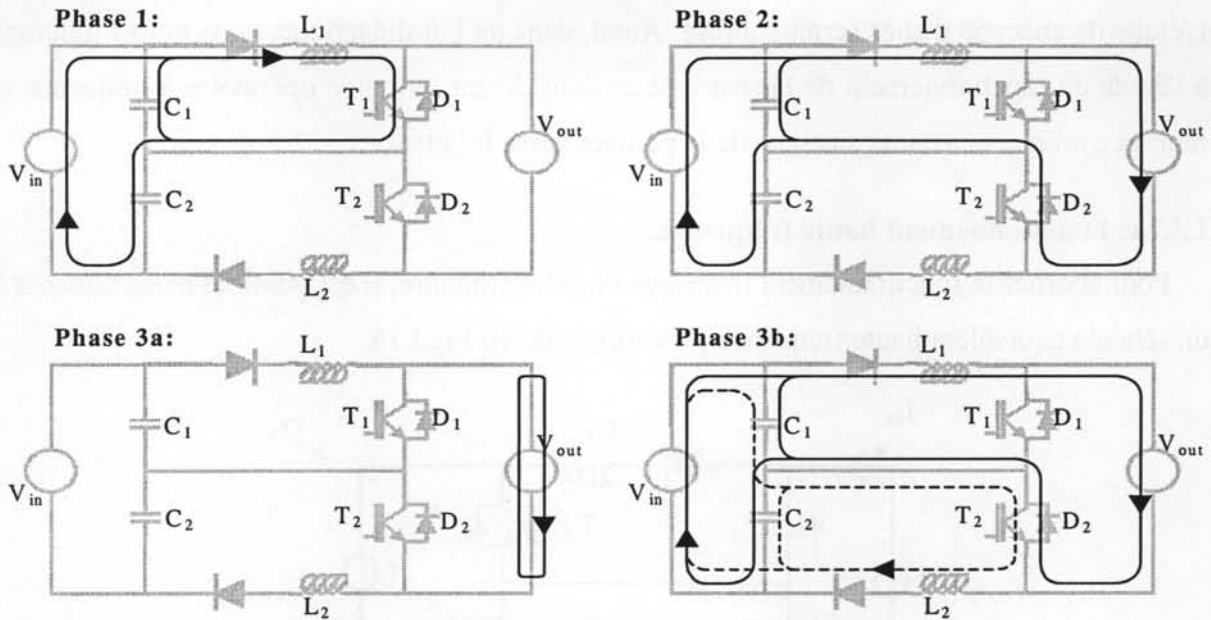
**Figure I.18 :** Schéma équivalent haute fréquence de la structure monophasée.

Pour comprendre le fonctionnement de cette structure, il faut considérer l'action du neutre artificiel. Intuitivement, on comprend qu'il permet d'absorber une part de l'ondulation du courant d'entrée. Toutefois, il faut aussi remarquer que c'est un pont diviseur de tension pour chacun des hacheurs parallèles.

Le fonctionnement haute fréquence de la structure est divisé en deux demi-périodes qui sont elles aussi divisées en trois phases distinctes. La figure I.19 ci-après en présentent le comportement. La compréhension du fonctionnement peut être simplifiée à l'aide des chronogrammes de la page suivante figure I.20.

Phase 1 : (figure I.19.1) L'interrupteur  $T_1$  est fermé. L'inductance  $L_1$  accumule de l'énergie sous la tension  $V_{C1}$  (égale à  $V_{in}/2$ ). Une partie du courant vient du condensateur  $C_1$  et l'autre partie vient de la source, à travers le condensateur  $C_2$ . L'autre hacheur est supposé arrêté.

Phase 2 : (figure I.19.2) L'interrupteur  $T_1$  est ouvert. L'inductance  $L_1$  restitue son énergie à la charge à travers la diode de roue libre  $D_2$ . Cette tâche s'effectue sous la tension  $V_{in}/2 - V_{out}$  négative.



**Figure I.19 :** Descriptif des phases de fonctionnement de la structure monophasé.

Phase 3 : Cette phase comporte deux possibilités :

1<sup>er</sup> cas : (figure I.19.3a) L'inductance  $L_1$  est entièrement déchargée avant la mise en conduction de l'interrupteur  $T_2$  (correspondant au début de la seconde demi-période). Dans ce cas, tous les semiconducteurs sont ouverts et c'est le condensateur de filtrage de sortie qui fournit l'énergie à la charge.

2<sup>ème</sup> cas : (figure I.19.3b) L'inductance  $L_1$  continue à se décharger au cours de la seconde demi-période (comportement identique à la phase 2). Dans ce cas, l'interrupteur  $T_2$  est mis en conduction. De l'énergie est stockée dans l'inductance  $L_2$  sous la tension  $V_{C2}$  (comportement identique au hacheur parallèle 1 dans la phase 1). Les deux hacheurs sont alors en fonctionnement.

Phase 4 : L'inductance  $L_1$  a fini de restituer son énergie. Le hacheur supérieur n'est plus en conduction. L'interrupteur  $T_2$  est (maintenu) fermé. Cette phase est identique à la phase 1 mais appliquée au second hacheur.

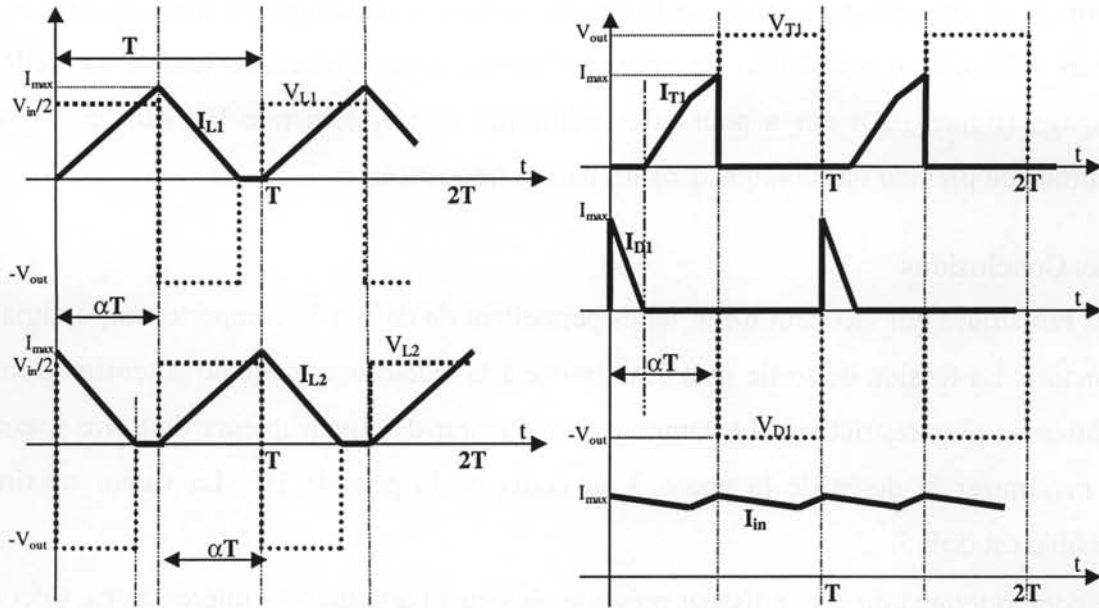


Figure I.20 : Principales formes d'ondes de la structure monophasée.

#### I.3.1.d. Interprétations.

A travers le déroulement de ces phases de conduction on peut faire plusieurs remarques : Tout d'abord, les hacheurs sont alimentés sous une tension égale à la moitié de la tension d'entrée  $V_{in}$ . Cela signifie que la tension de sortie nécessaire au bon fonctionnement de la structure en absorption sinusoïdale peut, elle aussi, être réduite (voir paragraphe I.2.3.b). Maintenant si l'on considère le comportement propre à la phase 3, il y a deux cas. Le premier signifie que le fonctionnement de chaque hacheur est totalement indépendant et ne présente pas d'intérêt. En revanche le second cas correspond au fonctionnement simultané des deux hacheurs parallèles (l'un en phase d'accumulation, l'autre en phase de roue libre). C'est ici que réside l'un des intérêts de la structure. En effet, si l'on regarde la circulation des courants des deux demi-structures, on peut faire deux remarques. La première concerne le courant d'entrée qui se retrouve en quelque sorte filtré (la baisse du courant dans l'un des hacheur est compensée par l'augmentation dans l'autre). La seconde remarque concerne la circulation du courant dans les semi-conducteurs. L'interrupteur  $T_2$  est en conduction au même instant que la diode  $D_2$ . Les courants étant opposés, cela se traduit par une réduction significative des courants de conduction dans chacun des deux composants (voir figure I.20).

Pour conclure sur cette phase, nous dirons qu'il est conseillé de privilégier l'occurrence d'instant de conduction communs des deux hacheurs. Ceci démontre l'intérêt de l'entrelacement des deux structures (par rapport à une structure mono-interrupteur seule ou même deux structures mono-interrupteur décalées).

Enfin, il est important de noter que le fonctionnement en décalage de phase de chacun des hacheurs génère une ondulation du courant d'entrée à une fréquence double de celle du découpage (figure I.20) qui a pour effet d'éliminer la première raie HF sans en reporter l'amplitude du premier harmonique dans les hautes fréquences.

#### **I.3.1.e. Conclusions.**

Les remarques qui viennent d'être faites permettent de définir le comportement optimal de la structure. La tension de sortie peut être limitée à la valeur maximale de la tension d'entrée (condition la plus restrictive). Le temps de conduction des interrupteurs doit être maximal pour maximiser la durée de la phase 3 au cours de la période HF. La valeur maximale admissible est  $\alpha=0.5$ .

Le comportement du convertisseur présente plusieurs particularités intéressantes. Ceci doit maintenant être validé à travers l'étude théorique de cette structure. C'est l'objet des paragraphes qui suivent.

### **I.3.2. La structure monophasée.**

La topologie de la structure monophasée a été présentée figure I.16 Ce convertisseur doit fonctionner en conduction discontinue pour garantir le prélèvement sinusoïdal du courant d'entrée. En revanche, plusieurs modes de fonctionnement peuvent être considérés pour contrôler le courant et la tension de sortie. De manière générale on peut dire que l'ensemble des systèmes de commande des structures mono-interrupteur monophasées peuvent être appliqués sur cette structure. Le seul point limitatif reste le rapport cyclique de chaque hacheur qui ne peut pas excéder 0.5.

Pour l'étude, la loi de commande est de type fréquence fixe et rapport cyclique constant et maximal au cours de la période basse fréquence. Dans ce cas, le courant absorbé demeure quasi-sinusoïdal. Le contrôle de la tension de sortie est possible en faisant varier la fréquence de découpage entre chaque période basse fréquence. Ce système de commande est intéressant pour deux raisons : il exploite au mieux les possibilités haute fréquence de la structure et il est très simple.

#### **I.3.2.a. Fiche technique.**

La présente étude de la structure monophasée repose sur deux aspects : la vérification du comportement basse fréquence du courant d'entrée et la définition des paramètres nécessaires au bon fonctionnement de la structure.

Nous considérerons le fonctionnement à rapport cyclique constant et maximal  $\alpha=0.5$ , la valeur moyenne haute fréquence du courant d'entrée est dictée par l'équation (I.21). Son développement limité (I.22) fait apparaître une composante basse fréquence sinusoïdale. Comme cela était prévisible, plus la tension de sortie sera forte plus les harmoniques de bas rangs seront faibles.

$$I_{in\_hf\_moy} = \frac{V_{in}(t) \cdot V_{out}}{V_{out} - V_{in}(t)/2} \cdot \frac{To}{8.L} \quad (I.21)$$

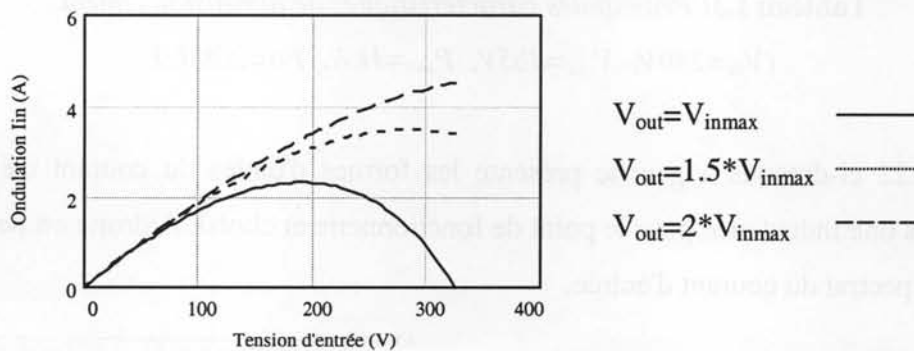
$$\langle I_{in\_hf\_moy} \rangle = \frac{V_{in} \cdot To}{8.L} \cdot \left(1 + \frac{V_{in}}{2.V_{out}} + \left(\frac{V_{in}}{2.V_{out}}\right)^2 + \dots\right) \quad (I.22)$$

L'ondulation haute fréquence du courant d'entrée est directement fonction du rapport  $V_{in}/V_{out}$  comme le montre l'équation (I.23) ci-dessous qui en décrit son évolution au cours d'une demi-période.

$$\Delta I_{in}(t) = \frac{(V_{out} - V_{in}(t)) \cdot V_{in}(t) \cdot To}{8.L \cdot (V_{out} - V_{in}(t)/2)} \quad (I.23)$$

Celle-ci est maximale lorsque:  $V_{in}(t) = (2 - \sqrt{2}) \cdot V_{out}$

La figure ci-dessous donne l'évolution de l'ondulation du courant d'entrée pour trois valeurs de la tension de sortie.



**Figure I.22 :** Ondulation du courant d'entrée pour plusieurs tensions de sortie.

( $V_{in}=230V$ ,  $P_{out}=1kW$ ,  $L=2*300\mu H$ ,  $\alpha=0.5$ ,  $Fo=20kHz$ ).

On remarque que plus la tension de sortie est faible, plus l'ondulation résiduelle du courant d'entrée est faible. Elle peut s'annuler lorsque la tension d'entrée maximale est égale à la tension de sortie.

Le choix des composants magnétiques est classique. Une fois la fréquence et le rapport cyclique fixés, c'est la valeur de l'inductance qui fixe le niveau du courant absorbé et donc le niveau de la puissance que peut fournir la structure.



$$L := \frac{V_{out}}{P_{out}} \cdot \alpha^2 \cdot T_o \cdot \frac{2}{Tr} \int_0^{\frac{Tr}{2}} \frac{\left( \frac{V_{max}}{2} \cdot \sin(\omega r \cdot t) \right)^2}{V_{out} - \frac{V_{max}}{2} \cdot \sin(\omega r \cdot t)} dt \quad (I.24)$$

Le choix des condensateurs du neutre artificiel est fonction du niveau de tension d'entrée et des courants qui les traversent. L'ondulation de tension maximale désirée en fixe la valeur.

$$C_{1,2} = \Delta I_{max} \cdot \frac{T_o}{4 \cdot \Delta V_{cmax}} \quad (I.25)$$

### I.3.2.b. Dimensionnement.

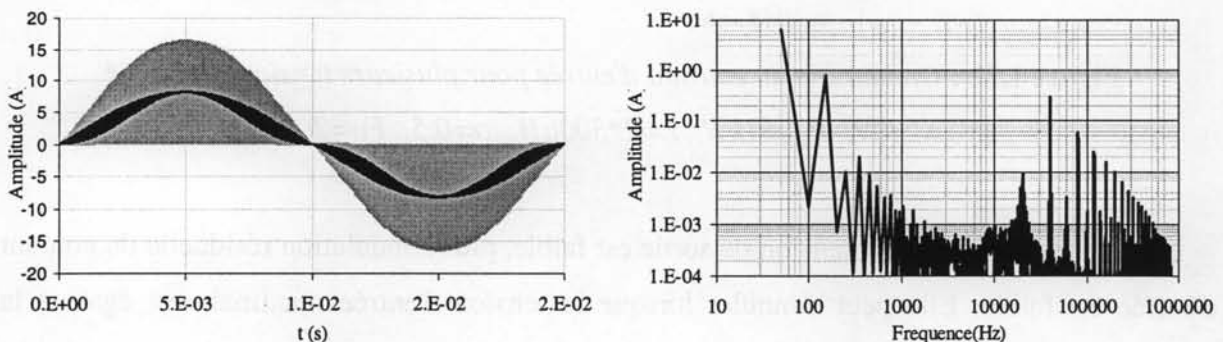
L'évaluation de chacun des composants constitutifs de la structure nécessite la connaissance du point de fonctionnement. Pour pouvoir comparer les résultats obtenus avec les autres convertisseurs déjà présentés nous avons choisi le même point de fonctionnement. Le tableau ci-dessous en résume les principales caractéristiques.

$I_{Tmax}$ (A)	$I_{Tmoy}$ (A)	$I_{Teff}$ (A)	$I_{Dmax}$ (A)	$I_{Dmoy}$ (A)	$I_{Deff}$ (A)	$V_{max}$ (V)
15.6	1.6	3.6	15.6	0.8	2.7	385
$I_{Lmax}$ (A)	$I_{Lmoy}$ (A)	$I_{Leff}$ (A)	L (H)	$L \cdot I^2$ (J)	$I_3$ (A)	$I_{800}$ (A)
15.6	3.9	5.6	260 $\mu$	0.023	0.73	0.66

**Tableau I.3:** Principales caractéristiques de dimensionnement.

( $V_{in}=230V$ ,  $V_{out}=385V$ ,  $P_{out}=1kW$ ,  $Fo=20kHz$ ).

La figure I.22 ci-dessous à gauche présente les formes d'ondes du courant d'entrée et du courant dans une inductance pour le point de fonctionnement choisi. A droite on peut observer le contenu spectral du courant d'entrée.

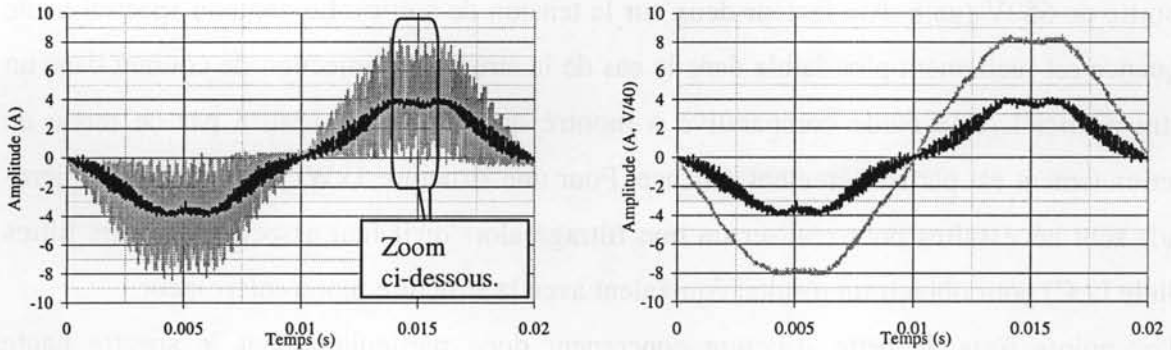


**Figure I.22 :** Courant d'entrée — et courant dans une inductance — .

Représentation spectrale du courant d'entrée.

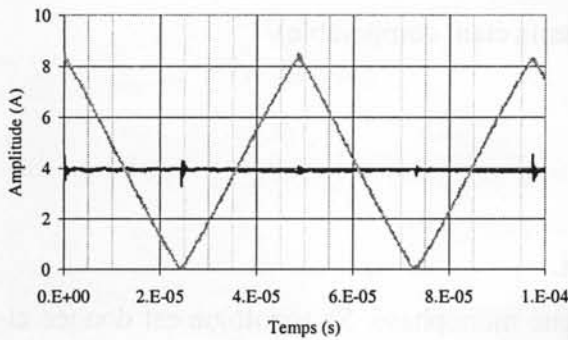
( $V_{in}=230V$ ,  $V_{out}=325V$ ,  $P_{out}=1kW$ ,  $L=2 \cdot 300\mu H$ ,  $\alpha=0.5$ ,  $Fo=20kHz$ ).

Un prototype de 500W a été réalisé pour vérifier les formes d'ondes générales de la structure. Ci-après (figure I.23) sont représentées les principales grandeurs électriques concernant cette application.



Courant dans l'inductance : —  
 Courant d'entrée : —

Courant d'entrée : —  
 Tension d'alimentation (1/40) : —



$I_1$	$I_3$	$I_5$	$I_7$	$I_9$	$I_{11}$
2.8A	0.26	0.08	0.06	0.06	0.03

Point de fonctionnement

$$V_{in}=230V, V_{out}=350V, P_{out}=460W,$$

$$L=2*600\mu H, \alpha=0.45, F_o=20kHz$$

Figure I.23 : Formes d'ondes pratiques de la structure monophasée.

### I.3.2.c. Commentaires.

A la vue des relevés ci-dessus, on constate que le courant d'entrée possède effectivement une composante continue quasi sinusoïdale et qu'il présente une ondulation HF faible. Ceci est dû à la compensation du courant d'entrée de chacun des hacheurs parallèles. En ce qui concerne la qualité harmonique du courant d'entrée, on peut remarquer des déformations. Celles-ci apparaissent aussi sur la tension d'alimentation. Ce montage, fonctionnant en boucle ouverte, ne peut donc pas compenser ces déformations. En ce qui concerne les harmoniques basses fréquences, on peut remarquer qu'ils sont réduits et largement en dessous de la norme EN61000-3-2.

Dans les mesures ci-dessus nous avons pris soin de limiter l'effet filtrant de l'inductance de ligne. Leur prise en compte a fait l'objet d'une étude [Buzon-D]. Dans ce cas on obtient un filtrage supplémentaire qui réduit réellement le contenu HF du signal d'entrée.

De manière théorique, on peut comparer ce convertisseur avec la structure mono-interrupteur fonctionnant à rapport cyclique et fréquence de découpage fixe (voir paragraphe I.2.3.a). En ce qui concerne le comportement basse fréquence du convertisseur, le contenu spectral est identique à celui d'une structure mono-interrupteur fonctionnant sous une tension de sortie de 650V (gain d'un facteur deux sur la tension de sortie). Le contenu spectral haute fréquence est réellement plus faible dans le cas de la structure à injection de courant dans un neutre artificiel. Une étude comparative a montré que le filtrage réalisé par ce mode de fonctionnement est particulièrement efficace. Pour une structure 1kW, seuls quelques microfarads sont nécessaires pour réaliser un bon filtrage alors qu'il faut associer plusieurs filtres (cellule L, C) pour obtenir un résultat équivalent avec la structure mono-interrupteur.

Les points forts de cette structure concernent donc particulièrement le spectre haute fréquence, la réduction des pertes par l'entrelacement des hacheurs et la réduction de la tension de sortie. Les principaux inconvénients sont liés à l'ajout d'un couple interrupteur diode supplémentaire (le bilan des composants passifs étant comparable).

### I.3.3. La structure triphasée.

#### I.3.3.a. Structure et principe de fonctionnement.

La structure triphasée découle de son homologue monophasé. Sa topologie est donnée ci-après figure I.24.

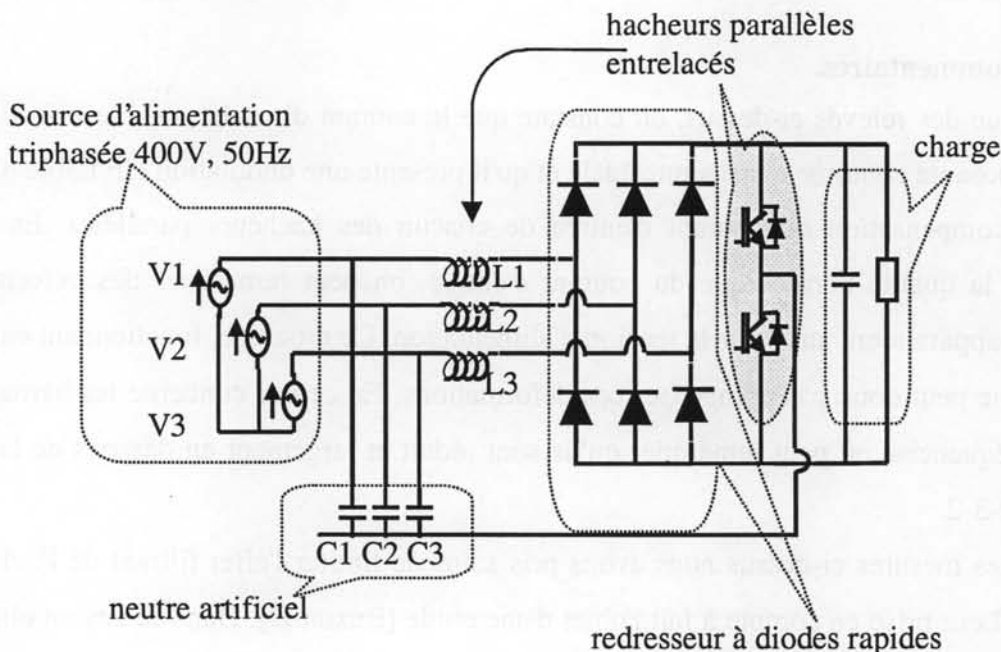
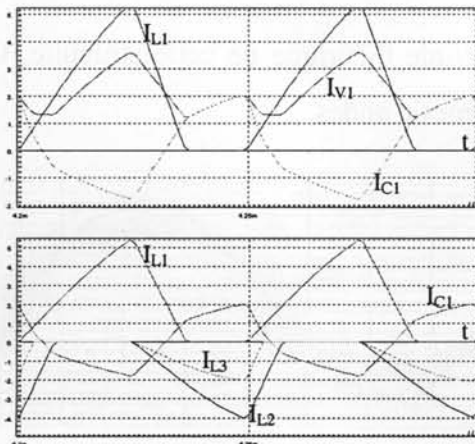


Figure I.24 : Topologie de la structure triphasée.

Son principe de fonctionnement est similaire à celui de la structure monophasée. En revanche, comme pour les structures mono-interrupteur, les systèmes de contrôle sont beaucoup plus limités. La loi de commande la plus efficace est celle décrite dans la structure monophasée (rapport cyclique maximal ( $\alpha=0.5$ ) et constant, fréquence fixe au cours d'une période BF, avec asservissement de la tension de sortie par action sur la fréquence de découpage).

Le comportement haute fréquence reste similaire à celui de la structure monophasée. Les hacheurs entrelacés fonctionnent en opposition de phase ce qui permet de compenser partiellement l'ondulation HF du courant d'entrée. Contrairement à la structure mono-interrupteur, son étude est très simple car le neutre artificiel dissocie chaque hacheur. De fait, on est en présence de trois hacheurs/redresseurs mono-interrupteurs monophasées entrelacés. La figure ci-dessous présente les formes d'ondes des courants dans les inductances ainsi que celui dans l'une des phases.



$I_{L1}$  = courant dans les inductances  
 $I_{v1}$  = Courant dans les phases  
 $I_{C1}$  = Courant dans le neutre artificiel

**Figure I.25 :** Principaux courants de la structure triphasée.

Cette structure étant triphasée, la tension de sortie doit être supérieure à la valeur maximale de la tension composée d'entrée à savoir (565V). De fait, pour maintenir le courant en conduction discontinue au cours de la période BF, le rapport cyclique doit correspondre à l'équation I.26.

$$\alpha := \frac{V_{out} - V_{max}}{V_{out}} \quad (I.26)$$

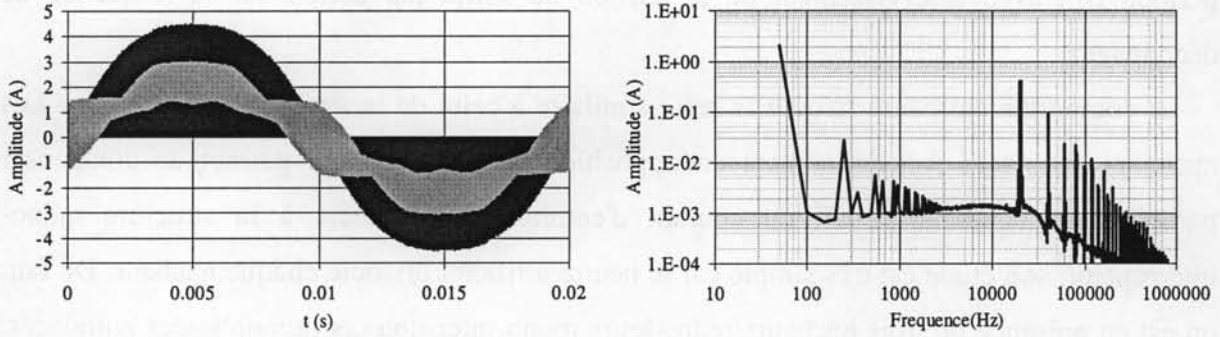
Cette fois, le courant d'entrée est fonction du courant de chacune des inductances. On abouti à la relation suivante (I.27) :

$$I_{in1} = (2 \cdot I_{L1} - I_{L2} - I_{L3}) / 3 \quad (I.27)$$

Ceci a pour conséquence de compenser une partie de l'ondulation du courant d'entrée. Malheureusement, dans le cas de cette structure triphasée, il n'y a pas la symétrie de

fonctionnement entre chaque hacheur (deux hacheurs fonctionnent ensemble durant une demi-période puis, c'est le dernier). Ceci a pour conséquence de ne plus retirer complètement la première raie du spectre HF.

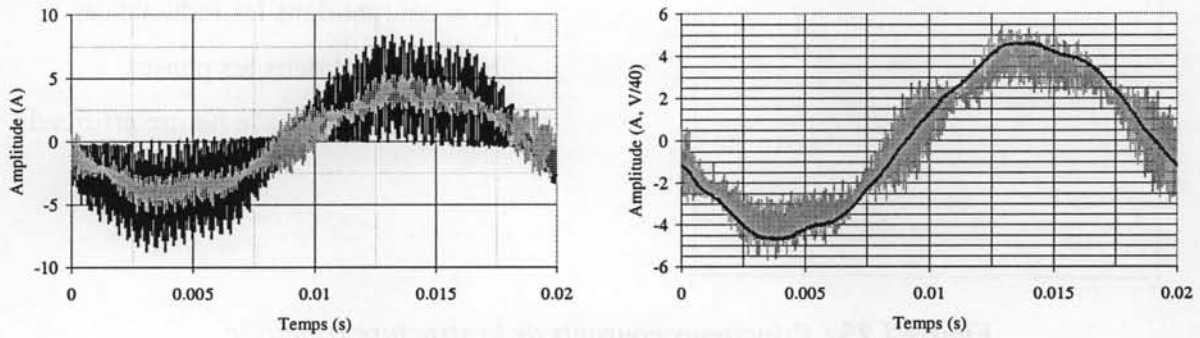
La figure I.26 ci-dessous donne les formes d'ondes du courant d'entrée et de l'inductance de l'une des phases. On peut aussi observer le contenu spectral du courant d'entrée.







**Figure I.26 :** Formes d'ondes du courant d'entrée et du courant dans une inductance.

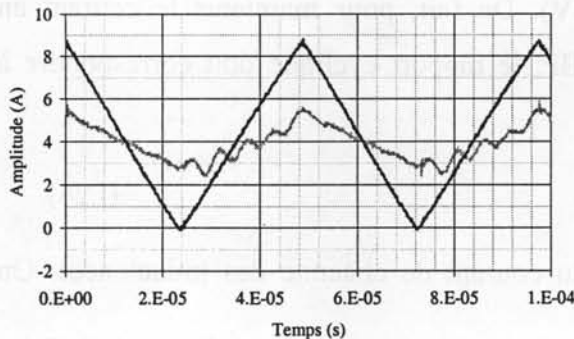
( $V_{in}=230V$ ,  $V_{out}=650V$ ,  $P_{out}=1kW$ ,  $L=3*1.77mH$ ,  $\alpha=0.5$ ,  $F_o=20kHz$ ).

Un prototype de 1kW a été réalisé pour valider l'étude théorique de cette structure. Ci-dessous (figure I.27) sont représentés les principales formes d'ondes.



Courant dans l'inductance :   
 Courant d'entrée : 

Courant d'entrée :   
 Tension d'alimentation (1/40) : 



$I_1$	$I_3$	$I_5$	$I_7$	$I_9$	$I_{11}$
3.7A	0	0.4	0.5	0	0.4

Point de fonctionnement  
 $V_{in}=127V$ ,  $V_{out}=375V$ ,  $P_{out}=1kW$ ,  
 $L=3*600\mu H$ ,  $\alpha=0.5$ ,  $F_o=20kHz$

**Figure I.27 :** Formes d'ondes pratiques de la structure triphasée.

### I.3.3.b. Commentaires.

On peut remarquer une bonne concordance entre les résultats théoriques et pratiques. Si l'on compare de manière théorique cette structure à son homologue mono-interrupteur (paragraphe I.2.3.c), nous pouvons faire plusieurs remarques. Pour une tension de sortie de 565V (valeur minimale admissible), le comportement basse fréquence de cette structure est comparable à celui de la structure mono-interrupteur où la tension de sortie aurait pour valeur 1000V. De ce point de vue, la structure présente de réels gains par rapport aux structures triphasées classiques fonctionnant en conduction discontinue. En effet, la plus faible valeur de la tension de sortie autorise un dimensionnement plus raisonnable des semiconducteurs ce qui a pour conséquence de réduire à la fois les pertes en commutation (tension de sortie plus faible) mais aussi les pertes en conduction (composants plus basse tension plus performants et entrelaçage). De plus, le filtrage de la composante HF du courant d'entrée reste très efficace dans le cas de l'utilisation d'un neutre artificiel. De fait le bilan du dimensionnement des composants actifs et passifs est définitivement à l'avantage de cette nouvelle structure. Un article [Crebier-A1] apporte des informations supplémentaires relatives aux performances de cette structure comparées à la structure triphasée mono-interrupteur classique.

Cette structure a fait l'objet d'une étude approfondie dont les résultats sont disponibles en références [Buzon-D]. Des travaux portent également sur le fonctionnement en résonance en faisant intervenir les condensateurs du neutre artificiel. Nous avons pu montrer que la réduction des valeurs des condensateurs ne pénalise pas la qualité du filtrage jusqu'à un point critique (proche des phénomènes résonants). Par ailleurs, l'étude du fonctionnement résonant a mis en évidence de réels gains sur le spectre HF.

Malgré ces divers aspects, cette structure reste quelque peu marginale car les convertisseurs fonctionnant en conduction discontinue ne semblent pas être destinés aux fortes puissances ce qui va à l'encontre de l'utilisation d'une alimentation triphasée. Reste que d'un point de vue purement scientifique, ce nouveau convertisseur apporte de réels gains par rapport aux structures équivalentes déjà existantes.

Pour conclure sur cette rapide présentation, nous pouvons dire que cette structure s'inscrit tout à fait dans la famille des convertisseurs fonctionnant en conduction discontinue. Elle en a les principaux avantages (régulation du courant d'entrée, asservissement de la tension de sortie et densité de puissance élevée). Son principe de fonctionnement basé sur l'injection de courants dans un neutre artificiel présente plusieurs caractéristiques telles que la réduction des perturbations conduites haute fréquence et celle des pertes dans les semi-conducteurs sans

pour autant augmenter les valeurs des composants passifs nécessaires. Seul inconvénient majeur à souligner, ce convertisseur nécessite l'utilisation d'un bras d'onduleur (ajoutant un couple interrupteur diode par rapport aux structures mono-interrupteur classiques).

#### **I.4. Conclusion.**

Ce premier chapitre nous a permis de présenter les redresseurs dans leur globalité. La présentation des contraintes liées à la qualité de la conversion a clairement fait apparaître le besoin d'utiliser des structures performantes. Les redresseurs de courant utilisant au mieux les possibilités technologiques actuelles ont été présentés. Nous avons pu mettre en évidence qu'ils permettent de prélever un courant basse fréquence de très bonne qualité. Les différentes structures et modes de fonctionnement offrent un large éventail de possibilités.

Toutefois, ces structures, toutes basées sur le découpage haute fréquence des grandeurs électriques, créent des perturbations hautes fréquences qui peuvent ne pas correspondre aux critères de qualité dictées par les normes. Ce report du problème dans les hautes fréquences nécessite l'étude et la caractérisation de ces phénomènes pour pouvoir en réduire les effets.

La diversité des structures et des modes de fonctionnement rend chaque caractérisation unique mais nécessaire. L'étude des perturbations conduites dans les redresseurs et plus particulièrement les redresseurs de courant doit être réalisée. C'est l'objet des prochains chapitres de ce travail.

# Chapitre II

*Etude*

*des perturbations conduites.*





Nous l'avons vu dans le premier chapitre, les convertisseurs d'électronique de puissance procèdent au découpage haute fréquence des grandeurs électriques pour permettre la régulation ou la mise en forme de signaux électriques basse fréquence ou continus. Ce découpage génère des perturbations conduites hautes fréquences qui peuvent se propager et provoquer des dysfonctionnements chez les utilisateurs (ou consommateurs) voisins. De plus, il est possible que ces mêmes perturbations dégrade le propre fonctionnement du convertisseur. De fait, des normes hautes fréquences ont été établies pour cantonner les émissions sous certaines limites. Ainsi l'industriel, s'il souhaite commercialiser un produit, doit respecter des normes de compatibilité électromagnétique à la fois dans le domaine conduit et rayonné. Pour se faire, il est amené à étudier le comportement de son produit dans le but de le rendre compatible.

Dans le cadre de ce travail seules les perturbations conduites, à savoir véhiculées par les câbles d'alimentation et de protection sont étudiées. La démarche consiste à caractériser ces perturbations. Pour cela, il est nécessaire de déterminer quelles sont les sources de perturbations, par quels chemins elles se propagent et enfin quelles sont la ou les victimes. On peut alors déterminer quels sont les niveaux des perturbations émises pour vérifier la compatibilité du convertisseur et, le cas échéant, effectuer les modifications nécessaires pour le rendre compatible.

Cette démarche qui semble recommandable n'est cependant que trop rarement mise en œuvre. En effet, dans le domaine de l'électronique de puissance rare sont les cas où les traitements de la fonctionnalité et celui de la compatibilité électromagnétique sont menés de front [Schuth-T]. De fait, on travaille bien souvent à réduire l'effet a posteriori (par le filtrage) plutôt qu'à travailler en amont pour réduire les problèmes à l'origine.

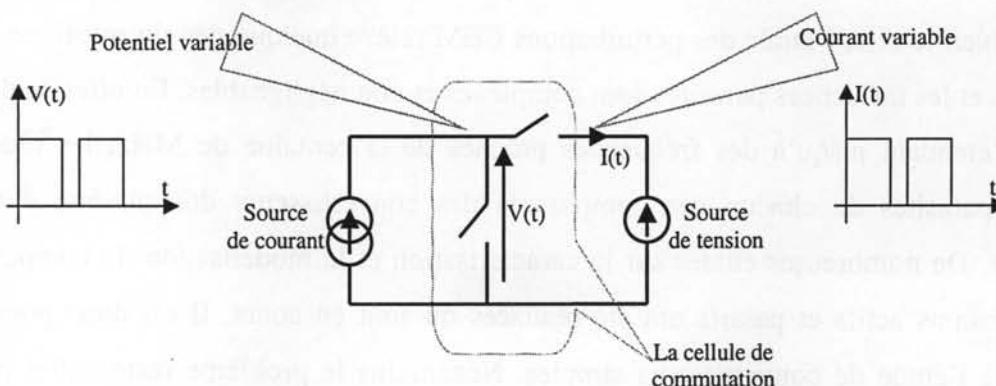
Il faut bien le dire, l'étude des perturbations CEM relève quelque peu du mystique tant les problèmes et les influences parasites sont complexes et non négligeables. En effet, le domaine d'étude s'étendant jusqu'à des fréquences proches de la centaine de MHz, les plus petits éléments parasites de chacun des composants des convertisseurs doivent être étudiés et considérés. De nombreuses études sur la caractérisation et la modélisation du comportement des composants actifs et passifs ont été réalisées ou sont en cours. Il est donc possible de travailler à l'étude de convertisseurs simples. Néanmoins le problème reste entier pour les convertisseurs complexes où les composants sont nombreux et les périodes de fonctionnement relativement longues comme cela est le cas des structures de redressement à prélèvement sinusoïdal.

Ce chapitre s'attache en premier lieu à présenter les conditions d'étude nécessaires à une caractérisation efficace. Les difficultés liées à l'étude des phénomènes hautes fréquences à partir du comportement périodique basse fréquence des redresseurs à absorption sinusoïdale sont alors soulevées. La suite propose une nouvelle démarche qui permet moyennant certaines hypothèses simplificatrices d'aborder les problèmes CEM dans les redresseurs de courant commandés de manière plus efficace. Les conditions d'applications et les possibilités seront clairement énoncées afin de permettre au lecteur de cerner l'intérêt de ce mode de prédétermination des perturbations conduites. Enfin, l'évolution du comportement fréquentiel des sources de perturbations des structures de redressement à prélèvement sinusoïdal sera discutée pour montrer au lecteur l'influence de tels fonctionnements sur le spectre.

## II.1. Etude des perturbations conduites.

### II.1.1. Présentation.

Les structures de conversion en électronique de puissance sont composées d'éléments passifs et actifs. Les composants passifs ont des rôles d'accumulation de l'énergie ou de filtrage alors que les composants actifs ont pour fonction de découper les grandeurs électriques. L'association de ces derniers forme les cellules de commutation des convertisseurs. Chaque cellule de commutation lie une source de courant à une source de tension, la première pouvant être une inductance par exemple, la seconde un condensateur. La figure II.1 en donne une représentation.



**Figure II.1:** La cellule de commutation.

Il existe deux conditions au bon fonctionnement de toute cellule de commutation :

- Une source de courant a toujours un chemin de passage.

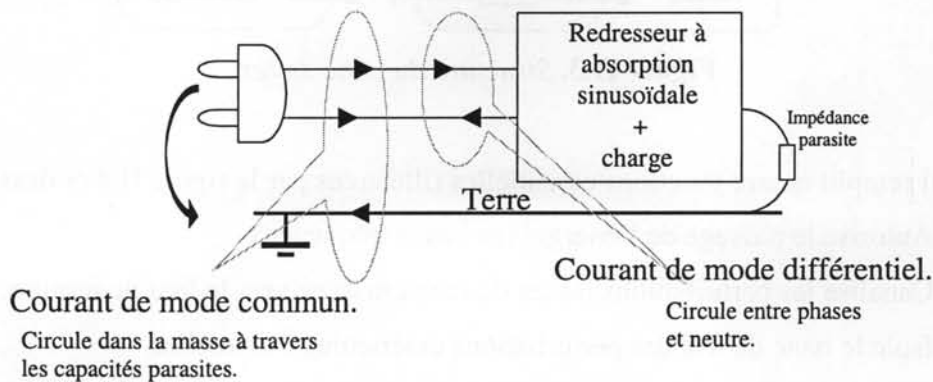
- Une source de tension ne peut pas être court-circuitée.

Les nuisances sonores ainsi que les poids et volume des structures de conversion (en particulier ceux des composants passifs) sont aujourd'hui réduits par l'augmentation de la fréquence de découpage. Néanmoins, cette opération présente plusieurs inconvénients dont les deux principaux sont : l'augmentation des pertes dans les composants et la génération de perturbations électromagnétiques hautes fréquences. Les fronts de courant et de tension très raides sont à l'origine de ces perturbations que l'on définit sous deux formes :

- Les perturbations de type rayonné sous forme de champs électriques et magnétiques.
- Les perturbations de type conduit sous forme de courants. Elles se propagent à travers les conducteurs d'alimentations et éventuellement à travers des éléments parasites qui, aux fréquences élevées, présentent des impédances faibles autorisant le passage du courant. C'est ce type de perturbations qui nous intéresse dans ce travail de thèse.

### II.1.2. Les perturbations conduites.

Les perturbations conduites sont définies comme étant le ou les courants créés par une source et se propageant en direction d'une victime. Ils se répartissent en deux familles : les courants de mode différentiel (CMD) et les courants de mode commun (CMC). La littérature [Paul-L] définit ces deux types de perturbations en fonction du chemin de propagation comme on peut le voir sur la figure II.2 :



**Figure II.2:** Chemins de propagation des courants de mode commun et différentiel.

Les perturbations de mode différentiel se propagent et se rebouclent à travers les conducteurs d'alimentation phases et neutre. Elles utilisent donc le même chemin que le courant de puissance.

Les perturbations de mode commun se propagent quand à elles par les conducteurs d'alimentation et se rebouclent par le conducteur de protection (la terre) par l'intermédiaire d'éléments parasites.

### II.1.3. Etude pratique et normative des perturbations conduites.

Pour pouvoir commercialiser un appareil, celui-ci doit subir un certain nombre de tests normatifs pour être certifié "compatible". Les professionnels du domaine de la compatibilité électromagnétique ont défini une procédure tendant à rendre systématique et reproductible l'étude des perturbations conduites. Cette procédure est décrite en référence [CISPR16-N]. Succinctement, l'idée consiste à mettre l'appareil à étudier dans un environnement prédéfini dont les deux principaux critères sont :

- L'utilisation d'un plan de masse (terre) permettant de canaliser les courants de mode commun (ce qui place le convertisseur dans des conditions de fonctionnement défavorables).
- L'utilisation d'un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) entre le convertisseur et la source d'alimentation comme le montre la figure II.3.

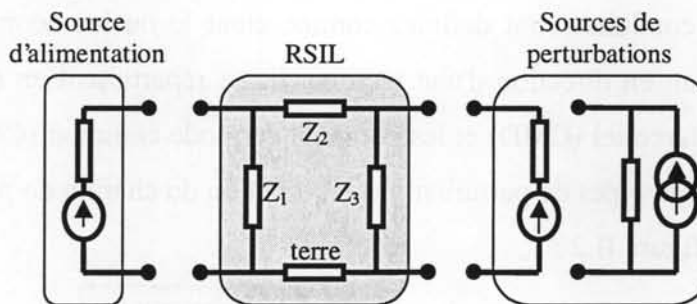


Figure II.3. Structure du banc de test.

Cet appareil remplit quatre fonctions essentielles (illustrées par la figure II.4 ci-dessous) :

- Autorise le passage de l'énergie (en basse fréquence).
- Canalise les perturbations issues du convertisseur vers le lieu de mesure.
- Isole le banc de test des perturbations extérieures éventuelles.
- Fige l'impédance du réseau dans une certaine gamme de fréquence pour garantir la reproductibilité des tests.

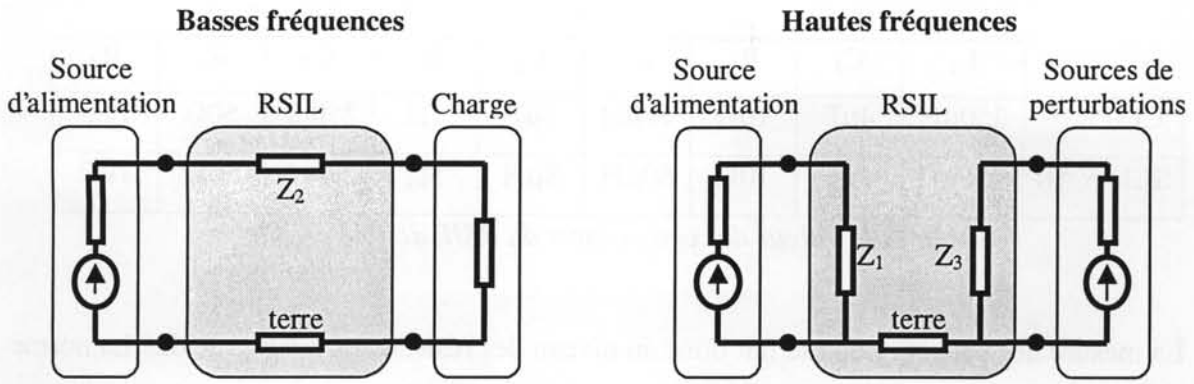


Figure II.4. Comportement fréquentiel du RSIL.

En ce qui concerne la dernière fonction, les normes définissent un gabarit pour l'impédance de mesure. La topologie du RSIL peut être plus ou moins complexe et deux d'entre elles sont présentées ci-dessous Figure II.5. Elles correspondent aux structures proposées par messieurs C.R. Paul et Nave [Paul-L,Nave-A1]. Les valeurs de chacun des composants constitutifs de ces appareils sont données dans les tables II.1,2 qui suivent. Il est à noter que l'utilisation du RSIL pour la caractérisation des perturbations conduites des convertisseurs n'est pas systématiquement adéquate. Dans le cas de convertisseur à entrée en courant, l'impédance basse fréquence du RSIL peut modifier le fonctionnement du convertisseur sous test ou provoquer des résonances parasites comme cela a été étudié [Crebier-A2].

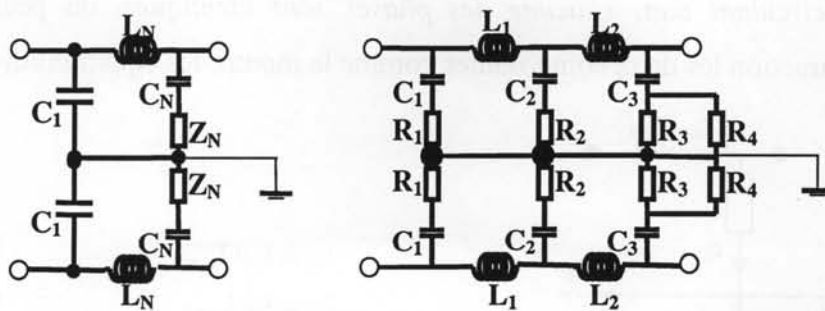


Figure II.5. Structure d'un RSIL simple et double cellule.

	CRPAUL [Paul-L]	NAVE [Nave-A1]	SCHWAB [Schwab]
$C_1$	1 $\mu$ F	1 $\mu$ F - 10 $\mu$ F	1 $\mu$ F
$L_N$	50 $\mu$ H	50 $\mu$ H	250 $\mu$ H
$C_N$	0.1 $\mu$ F	0.1 $\mu$ F - 1 $\mu$ F	0.1 $\mu$ F
$Z_N$	50 $\Omega$	50 $\Omega$	50 $\Omega$ // (50 $\Omega$ + 50 $\mu$ H)

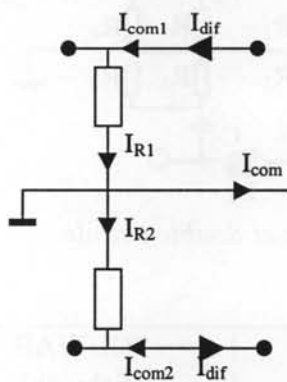
Table II.1. Valeurs des composants du RSIL simple cellule.

	L <sub>1</sub>	C <sub>1</sub>	R <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	C <sub>2</sub>	R <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>	R <sub>3</sub>	R <sub>4</sub>
CISPR16	250μH	4μF	10Ω	50μH	8μF	5Ω	250nF	50Ω	1kΩ
SCHWAB	250μH	1μF	10Ω	50μH	8μH	5Ω	220nF	50Ω	1kΩ

**Table II.2.** Valeur des composants du RSIL double cellule.

La mesure des perturbations se fait donc au niveau des résistances 50Ω du RSIL. La norme ISM 55011 présentée plus haut donne les limites tolérables vis à vis de ces mesures. Toute modélisation visant à prédéterminer les perturbations conduites devra donc considérer ces conditions de test dans la mesure où seul ce mode d'étude est normalisé. C'est ce que nous ferons dans notre étude afin de pouvoir vérifier nos données théoriques avec des relevés expérimentaux d'une part et d'autre part de les comparer à une référence qui dans notre cas sera la norme.

Note : De manière générale, chaque composante de mode commun " $I_{com}$ " et de mode différentiel " $I_{dif}$ " peut être déduite des mesures sur les résistances 50Ω. Elles sont obtenues par l'addition ou la soustraction de deux mesures sur le RSIL ( $I_{R1}$  et  $I_{R2}$ ) dans le cas d'une structure monophasée. En effet, comme le montre la figure II.6, chaque bras du RSIL reçoit une part des perturbations de mode commun et de mode différentiel. Ainsi, si les courants de mode commun circulant dans chacune des phases sont identiques, on peut obtenir par addition ou soustraction les deux composantes comme le montre les équations ci-dessous.



$$I_{R1} = I_{dif} + I_{com1} \quad (II.1)$$

$$I_{R2} = I_{dif} - I_{com2} \quad (II.2)$$

$$I_{com} = I_{R1} - I_{R2} = I_{com2} + I_{com1} \quad (II.3)$$

$$I_{dif} = (I_{R1} + I_{R2}) / 2 \quad (II.4)$$

**Figure II.6.** Circulations des courants dans le RSIL.

Ce calcul est tout à fait applicable si les courants de mode commun sont répartis et égaux sur chacune des phases (comme c'est le cas des convertisseurs à entrée en tension par exemple). Toutefois dans le cas des convertisseurs d'électronique de puissance à entrée en

courant, les *composantes mode commun de chacun des bras du RSIL ne sont pas identiques* en amplitude et/ou en phase. Dans ces conditions, le courant de mode commun total reste toujours calculable. En revanche, il devient impossible de déterminer a priori le niveau du courant de mode différentiel. Cela est dû à un manque de symétrie soit au niveau des chemins de propagation, soit au niveau des sources de perturbations [Crebier-A2]. Or la méconnaissance de la composante mode différentiel peut être problématique si un filtrage spécifique est désiré. Dans la suite de ce travail nous garderons le concept mode commun/mode différentiel comme il est défini plus haut pour l'explication des phénomènes. Dans certains cas cela pourra être complètement valable et nous le démontrerons. Pour d'autres cas, nous parlerons de courant de quasi-mode différentiel.

#### **II.1.4. Les moyens d'études.**

Nous l'avons dit, les convertisseurs d'électronique de puissance sont soumis à des normes si le souhait du concepteur est l'utilisation sur le réseau de distribution électrique. Les redresseurs ont pour vocation principale d'être connectés au réseau et entrent dans ce cadre. Le cas des redresseurs à absorption sinusoïdale est fort à propos puisqu'ils créent des perturbations à partir du découpage haute fréquence des grandeurs électriques.

A l'heure actuelle, nous pouvons faire état de nombreux travaux de recherche menés à bien ou engagées dans l'identification, la caractérisation et la réduction des perturbations conduites dans les convertisseurs d'électronique de puissance. Les objectifs de ces travaux sont multiples :

- Modéliser le comportement des composants actifs et passifs.
- Etudier les moyens de prédétermination des perturbations.
- Etudier les moyens de filtrage et d'optimisation des perturbations.

Pour mener à bien l'étude CEM d'une structure, il faut tenir compte de chacun de ces points. Concrètement, cela revient à étudier les sources de perturbations et les chemins de propagation de l'origine aux victimes en tenant compte de la diversité et de la complexité du comportement de chacun des composants et phénomènes. A ce jour, les moyens informatiques se sont considérablement développés et implantés dans ce domaine avec la création de logiciels spécifiques et la mise au point de modèles performants dans les logiciels de type "circuit". Tous ces outils proposent des moyens efficaces pour étudier, dans le domaine temporel, le comportement haute fréquence de structures de conversion simples. De



manière générale, les logiciels de type "circuit" tel que Pspice, Saber ou encore Simplorer sont les supports d'étude des convertisseurs d'électronique de puissance.

Ces moyens de simulations possèdent des modèles de composants actifs qui peuvent être associés à des schémas électriques équivalents de composants passifs pour modéliser le comportement temporel des structures de conversion. Pspice [MicroSim-DB] possède une bibliothèque importante de modèles de composants et permet de réaliser des circuits propres à l'électronique de puissance. Plus récent, Simplorer [Simplorer-DB] propose aussi des moyens équivalents auxquels s'ajoutent certaines fonctionnalités intéressantes comme l'utilisation de graphes d'états. Dans le cas d'études de structures relativement simples (avec peu de composants réels et des périodes de fonctionnement courtes), ces moyens offrent de bons résultats et restent raisonnables en temps de calcul. L'étude du comportement haute fréquence du convertisseur nécessite alors seulement de simuler un intervalle de temps égal à quelques périodes de découpage. En revanche, si les structures à étudier ou les modèles utilisés deviennent complexes, les temps de simulation dans le domaine temporel augmentent et peuvent devenir problématiques. De plus, si la période de fonctionnement de la structure de conversion est longue et contient un grand nombre de périodes de découpage, les temps de simulations deviennent prohibitifs. Enfin, et c'est un réel problème, de nombreuses simulations sont nécessaires pour décrire correctement le comportement des convertisseurs en régime permanent.

Les redresseurs commandés entrent tout à fait dans ces catégories puisqu'ils sont souvent complexes et possèdent deux échelles de temps très différentes comme nous l'avons vu dans le premier chapitre. Comme cela est souvent le cas, ils fonctionnent grâce à des lois de commande complexes ce qui ne facilite pas la détermination préalable du régime permanent en fonction du chemin de propagation (filtres, RSIL,...). De plus, le comportement spécifique de ces lois ne facilite pas - nous aurons l'occasion de le souligner - l'application des résultats acquis par l'étude de structures simples.

Or, l'utilisation de ces structures commence à devenir importante et nécessite des études préalables et efficaces des perturbations conduites pour essayer de maximiser la fonctionnalité et la compatibilité de ces structures. De fait, il existe un réel besoin de modélisation du comportement hautes fréquences des ces structures [Schramm-A, Ande-A].

L'objectif est de proposer un moyen efficace et rapide de prédétermination des perturbations conduites des redresseurs à prélèvement sinusoïdal moyennant certaines simplifications.

## **II.2. Méthode d'analyse fréquentielle.**

Il est souvent plus facile de justifier un nouveau principe que de présenter le raisonnement qui a permis d'aboutir à une méthode de modélisation. Ce sont l'étude et l'observation du cas général et de ces limitations qui nous ont permis de nous rendre compte de comportements particuliers plus simples à modéliser. La démarche de modélisation que nous avons menée repose sur deux concepts :

- Linéariser le comportement temporel du convertisseur.
- S'appuyer sur une modélisation en régime harmonique pour faciliter la représentation des comportements et permettre la prédétermination du point de fonctionnement de la structure.

Les convertisseurs d'électronique de puissance procèdent au découpage des grandeurs électriques par l'intermédiaire des cellules de commutation. Celles-ci sont à l'origine des perturbations des convertisseurs. Elles modifient le parcours du courant en créant un comportement à topologie variable. Les non-linéarités associées à ce comportement limitent énormément l'utilisation des outils mathématiques qui pourraient servir à modéliser ces sources de perturbations.

Les redresseurs de courant sont principalement composés de cellules de commutation dont le comportement est comparable à celui du hacheur élévateur. Nous verrons dans ce paragraphe que le principe de fonctionnement de ce type de cellule de commutation peut être modélisé simplement via quelques hypothèses. Nous montrerons qu'il est possible de retirer chaque cellule de commutation (lieu de comportements non-linéaires) et de les remplacer par un schéma équivalent linéaire à base de sources de tension excitant les chemins de propagation de mode commun et de mode différentiel.

L'utilisation du calcul opérationnel de Laplace permettra alors de définir les comportements fréquentiels de ces sources de "perturbations" pour qu'ils correspondent à ceux des cellules de commutation. Nous aurons alors un schéma équivalent global à base de sources de tension (coté réseau et coté convertisseur) modélisables en régime harmonique qui exciteront une fonction de transfert composée des composants passifs (représentant les chemins de propagation). Cette mise en équation du comportement fréquentiel du

convertisseur permet alors de prédéterminer le nécessaire point de fonctionnement de la structure permettant une prédétermination efficace des perturbations conduites.

### II.2.1. Modélisation de la cellule de commutation.

La modélisation des perturbations conduites de la cellule de commutation dans le cas général n'est pas une chose facile. De nombreuses études proposent des solutions de qualité le plus souvent à partir de modèles complexes et coûteux en temps de calcul [Grandi-A, Okyere-A]. Notre objectif est de proposer un modèle simplifié mais efficace et rapide permettant de traiter le cas des structures complexes dont le fonctionnement présente certaines particularités. L'idée directrice consiste à identifier la ou les sources de perturbations de la cellule de commutation "type" et de voir s'il est possible de décrire le comportement de chacune d'elles à partir de sources de tension ou de courant. Si cela est le cas, la caractérisation précise de ces sources permettra de remplacer chaque cellule de commutation par un schéma équivalent à base de sources et d'impédances.

Pour cette étude, nous ferons l'hypothèse (a priori réaliste) que la charge et son filtre peuvent être modélisés par des composants passifs.

#### II.2.1.a. Schéma équivalent.

Dans une cellule de commutation parfaite, il existe deux sources de perturbations correspondant aux deux grandeurs électriques découpées. La première est de type courant  $I_{\text{cellule}}$ . Elle est créée par l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur et se propage de la cellule vers la source de tension (voir figure II.1). La seconde est de type tension  $V_{\text{cellule}}$ . Son origine est identique à la précédente. Elle correspond à la variation de potentiel du nœud de la cellule de commutation. On se retrouve alors avec un schéma équivalent simple à base de deux sources (figure II.7).

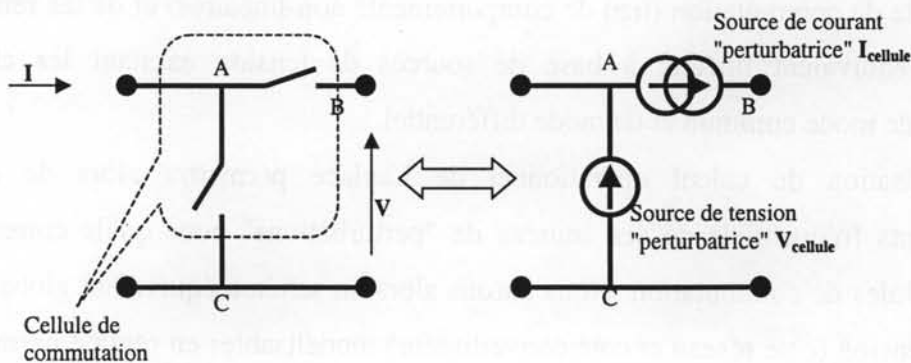
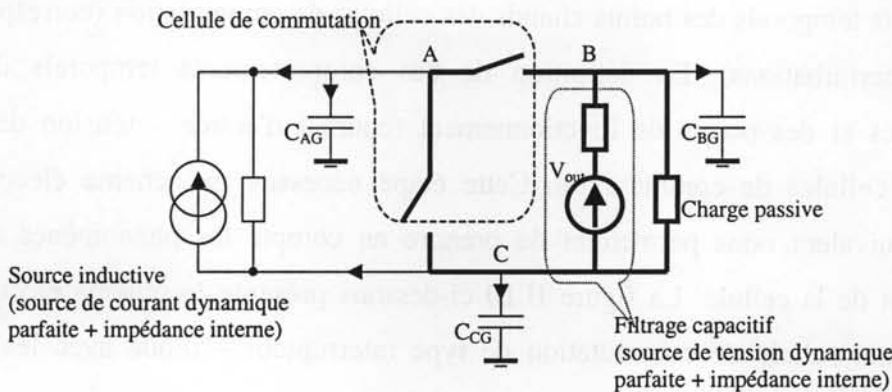


Figure II.7. Schéma équivalent "perturbateur" d'une cellule de commutation parfaite.

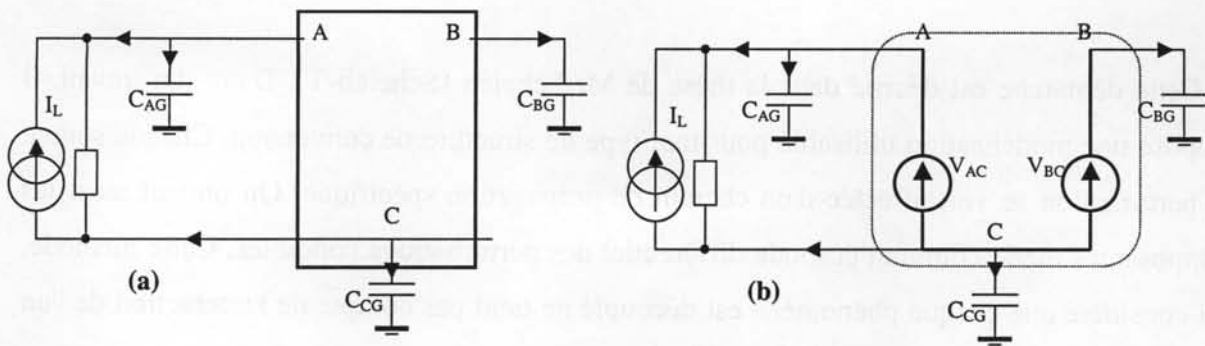
Cette démarche est décrite dans la thèse de Mr Scheich [Scheich-T]. Dans son travail, il propose une modélisation utilisable pour tout type de structure de conversion. Chaque source de perturbation se voit affectée d'un chemin de propagation spécifique. On obtient ainsi les composantes mode commun et mode différentiel des perturbations conduites. Cette méthode, qui considère que chaque phénomène est découplé ne tient pas compte de l'interaction de l'un sur l'autre ce qui limite la validité de l'étude.

Dans le cas des structures en conduction continue débitant sur une charge "passive" capacitive (comme de hacheur parallèle), on se trouve face à un cas particulier où les seules sources de perturbations conduites sont des sources de tensions qui excitent à la fois les chemins de mode différentiel et de mode commun. Pour bien voir ceci, il faut considérer la cellule de commutation dans son environnement électrique et électromagnétique. Les chemins de propagations de type conduits (tous marqués d'une flèche II.8) correspondent alors aux câbles de connectique et aux condensateurs parasites. Ces derniers se répartissent sur chacun des nœuds A, B, C de la cellule de commutation. Nous les appellerons les points chauds car c'est à leur niveau que se situent les variations de potentiel.



**Figure II.8.** Chemins de propagations conduits de la cellule de commutation.

La source de perturbations de type courant créée par la cellule de commutation ne débite que dans cette charge (incluant le courant de recouvrement de la diode [Guerra-A]). De fait, seules les variations de potentiels induits par ce circuit peuvent exciter les chemins de propagations parasites liés au dipôle BC. Dans ce cas, la cellule de commutation, la charge et son filtre (en traits gras figure II.8) correspondent à un quadripôle (figure II.9.a) que l'on qualifiera "actif" dont il faut caractériser l'évolution des potentiels pour recréer l'ensemble des sources de perturbations de type conduit.



**Figure II.9.** Schémas équivalents de la cellule de commutation.

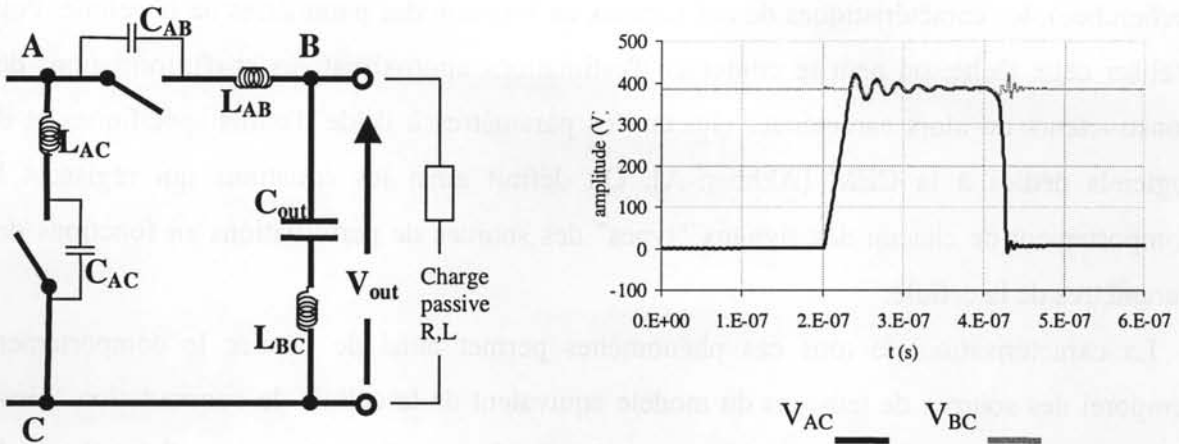
Ceci est fait à l'aide de deux sources de tension ce qui donne le schéma équivalent figure II.9.b. On obtient alors un schéma simple à topologie fixe et linéaire dont il faut maintenant caractériser les sources de tension.

### II.2.1.b. Caractérisation dans le domaine temporel.

Comme nous venons de le voir, dans le cas des redresseurs de courant, nous pouvons remplacer le schéma électrique des cellules de commutation et de leur charge capacitive par un schéma équivalent simple à base de sources de tension ayant pour fonction de décrire les comportements temporels des points chauds des cellules de commutation (correspondant aux sources de perturbations). La définition de ces comportements temporels dépend des caractéristiques et des points de fonctionnement (courant d'entrée – tension de sortie) de chacune des cellules de commutation. Cette étape nécessite un schéma électrique haute fréquence équivalent nous permettant de prendre en compte les phénomènes associés au comportement de la cellule. La figure II.10 ci-dessous présente le schéma électrique haute fréquence d'une cellule de commutation de type interrupteur – diode avec les principaux éléments parasites.

Ce schéma est simplifié pour ne pas noyer la méthode de modélisation globale dans une caractérisation trop poussée des phénomènes mis en jeu dans la cellule de commutation. De plus, ces simplifications permettent néanmoins de prendre en compte la plupart des phénomènes qui correspondent à notre domaine d'étude. Reste donc à définir tout d'abord les valeurs des composants de ce schéma électrique HF en s'appuyant sur les travaux existant en CEM [Teu-T] pour ensuite définir l'évolution temporelle de chacun des potentiels en fonction du point de fonctionnement de la cellule de commutation (et donc du convertisseur). Pour exemple, la figure II.10 nous présente l'évolution des tensions de chacune des sources de

tension "de perturbations" de notre modèle équivalent pour une maille correctement modélisée.



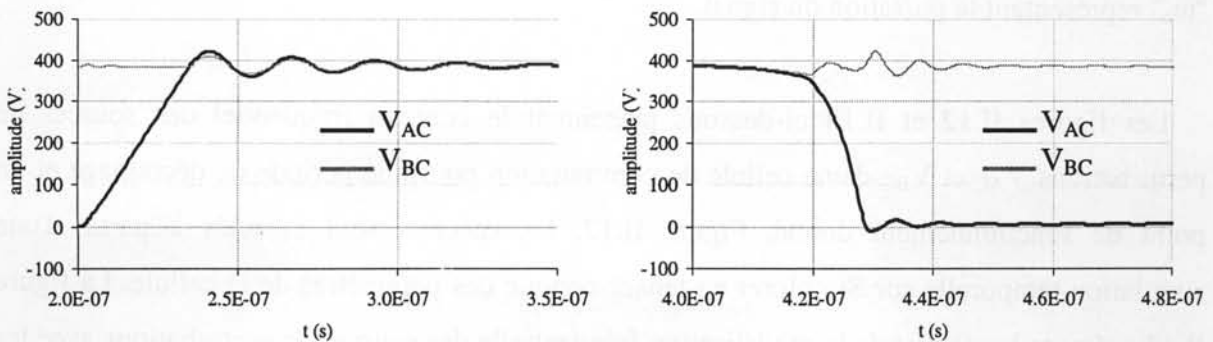
**Figure II.10.** Schéma électrique haute fréquence simplifié d'une cellule de commutation et formes d'onde des sources de perturbations  $V_{AC}$  et  $V_{BC}$ .

Pour ce faire, nous nous appuyerons sur un principe de modélisation connu basé sur la décomposition de chaque comportement temporel en une somme de phénomènes ou signaux "types" décrits par des fonctions causales  $h_{i,j}(t-\tau_{i,j}).u(t-\tau_{i,j})$ .

$$V_j(t) = \sum_{i=1}^{nb} h_{i,j}(t - \tau_{i,j}).u(t - \tau_{i,j}) \quad (\text{II.5})$$

avec "nb" le nombre de signaux "types" au cours de la période haute fréquence, " $\tau_{i,j}$ " les instants d'occurrence de ces signaux, "j" représentant une période haute fréquence.

La figure II.11 ci-dessous présente un zoom des effets des commutations sur les points chauds. On peut remarquer que ceux-ci sont principalement constitués d'échelons, de rampes et de résonances amorties.



**Figure II.11.** Formes d'ondes des points chauds à l'ouverture et à la fermeture d'un MOSFET.

Reste à définir de manière plus ou moins empirique (selon la précision et l'exactitude recherchée), les caractéristiques de ces signaux en fonction des paramètres de la cellule. Pour réaliser cette tâche, on peut se contenter d'estimations approximatives et d'informations des constructeurs ou alors caractériser chacun des paramètres à l'aide d'outils spécifiques et de logiciels dédiés à la CEM [Akhbari-A]. On définit ainsi les équations qui régissent le comportement de chacun des signaux "types" des sources de perturbations en fonctions des paramètres de la cellule.

La caractérisation de tous ces phénomènes permet ainsi de décrire le comportement temporel des sources de tensions du modèle équivalent de la cellule de commutation. Ainsi, en utilisant des fonctions causales on aboutit à une formulation mathématique du comportement dans le domaine temporel qu'il reste à transformer en une expression mathématique en régime harmonique.

### II.2.1.c. Modélisation dans le domaine fréquentiel.

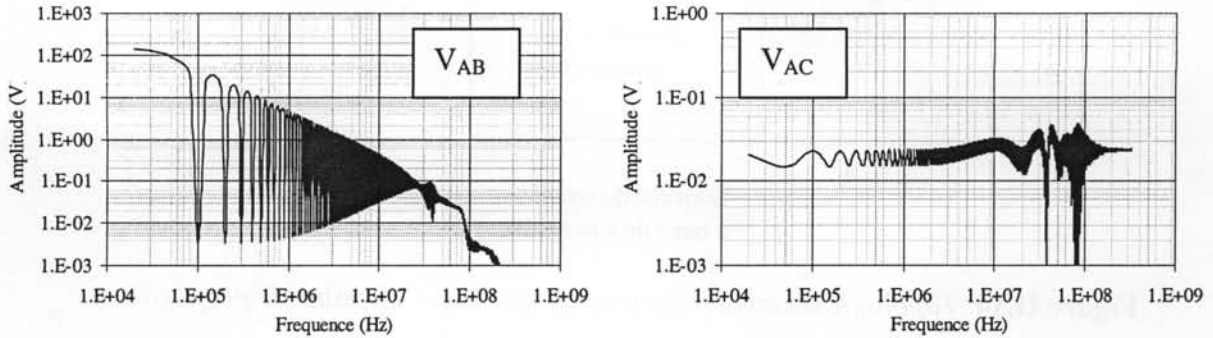
La modélisation dans le domaine fréquentiel est réalisable à l'aide du calcul opérationnel de Laplace [Kamm-A, Wang-A2, Bruno-A]. En effet, les fonctions décrivant le comportement des sources de tension du schéma équivalent sont à base de signaux "types" causaux et simples. De fait, elles peuvent être remplacées par leur transformée de Laplace qui permet à terme de déduire la transformée de Fourier donnant le contenu fréquentiel de tout signal périodique. On obtient alors une somme d'équations décrivant le comportement de la source pour une période de découpage, mais cette fois dans le domaine fréquentiel.

$$V_j(p_n) = \sum_{i=1}^{nb} h_{i,j}(p_n) \cdot e^{-\tau_i \cdot p} \quad (\text{II.6})$$

où "p" représente l'opérateur de Laplace égal à "j.n.ω<sub>0</sub>" avec "n" représentant l'harmonique et "ω<sub>0</sub>" représentant la pulsation du signal.

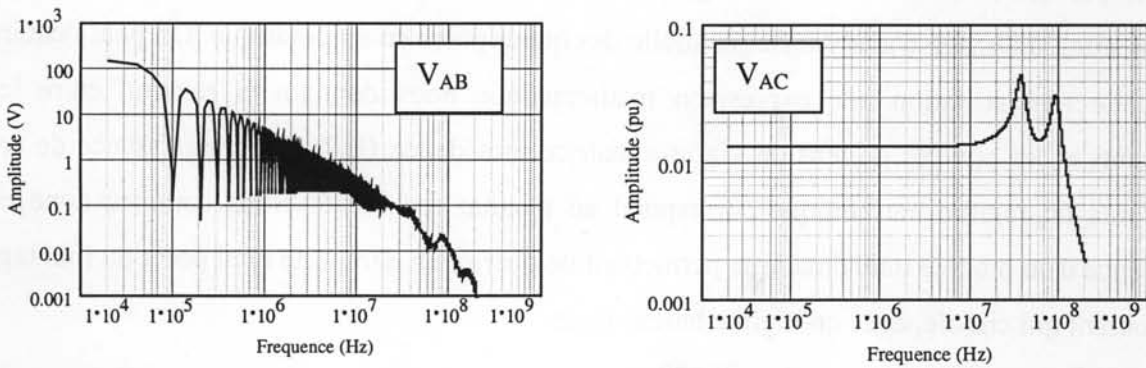
Les figures II.12 et II.13 ci-dessous présentent le contenu fréquentiel des sources de perturbations V<sub>AC</sub> et V<sub>BC</sub> d'une cellule de commutation pour une période de découpage et un point de fonctionnement donné. Figure II.12, les spectres sont calculés à partir d'une simulation temporelle sur Simplorer en tenant compte des paramètres de la cellule. La figure II.13 présente le résultat de la modélisation fréquentielle des sources de perturbations avec les outils de la transformée de Laplace et les paramètres de la cellule. On peut remarquer la

correspondance des spectres entre notre modélisation et les systèmes d'études classiques dans le domaine temporel.



**Figure II.12.** Contenu spectral des points chauds obtenu par simulation Simplorer.

( $V_{out}=385V$ ,  $I_{in}=6A$ ,  $F_o=20kHz$ ,  $\alpha=0.85$ ,  $C_{DS}=480pF$ ,  $C_{KS}=80pF$ ,  $L_{DS}=6nF$ ,  $L_{Dk}=10nF$ ,  $L_{KS}=20nF$ )



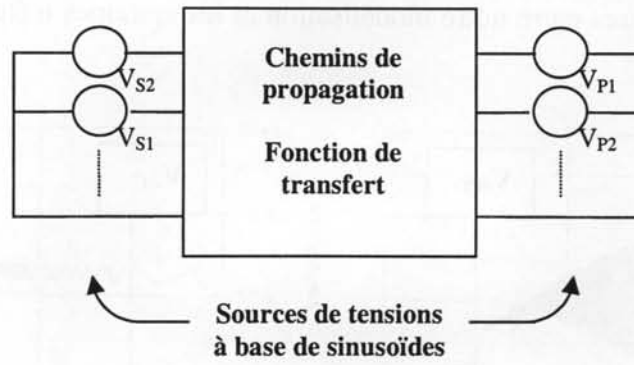
**Figure II.13.** Estimation théorique du contenu spectral des sources de tension du modèle.

Commentaires. Cette modélisation fréquentielle prend en compte l'ensemble des paramètres de la cellule de commutation que se soit ceux du schéma électrique haute fréquence ou ceux des conditions de fonctionnement. C'est ainsi que cette démarche prend tout son sens car nous pouvons désormais obtenir la décomposition fréquentielle des sources de perturbations des cellules de commutation pour des points de fonctionnement variables. Cela correspond tout à fait au cas des redresseurs commandés où les temps de conduction et les points de fonctionnement (courant tension) sont modulés par la fonction de prélèvement sinusoïdal.

## II.2.2 Modélisation fréquentielle des convertisseurs.

A ce stade, nous pouvons faire un schéma équivalent de la structure de conversion qui est représenté figure II.14. Ce schéma ne comporte que des composants dont les caractéristiques sont linéaires pouvant être modélisés en régime harmonique. D'un coté, on trouve des sources d'alimentation  $V_{Sn}$  et de l'autre des sources de perturbations  $V_{Pn}$ .





**Figure II.14.** Topologie du modèle équivalent sources + chemins de propagation.

C'est comme si l'on avait une fonction de transfert (les chemins de propagation) que l'on excite par des sources décrites en régime harmonique et dont on analyse le comportement fréquentiel, à l'image d'analyse fréquentielle des quadripôles en automatique. On peut déduire de cette représentation une expression mathématique nous donnant la relation entre les courants et les sources de tension via une matrice impédance (II.7). La connaissance de ces courants en régime harmonique correspond au résultat recherché. Nous sommes donc en présence d'un modèle mathématique permettant de décrire en n'importe quel point du montage le courant qui circule, et ce en régime harmonique.

$$\begin{bmatrix} V_{S1} \\ \dots \\ 0 \\ V_{P1} \\ \dots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{1,1} & \dots & & Z_{m,1} \\ \dots & Z_{2,2} & & \dots \\ & & \dots & \\ & & & \dots \\ Z_{1,m} & \dots & & Z_{m,m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_m \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

**II.2.2.a Prise en compte du comportement basse fréquence.**

Pour entreprendre la modélisation des comportements fréquentiels sur une période basse fréquence (incluant un multiple entier de période de découpage), il faut souligner la nécessité de prendre en compte les conditions de fonctionnement et des conditions initiales de chacun des composants de ce modèle.

En ce qui concerne les sources, cela est fait à travers la modélisation en régime harmonique de chacune d'elles pour chaque période HF. La prise en compte de l'évolution du point de fonctionnement de chaque cellule, à savoir les instants de commutation et les valeurs du courant d'entrée et de la tension de sortie, permet de décrire entièrement et correctement le comportement fréquentiel des diverses sources de perturbations du convertisseur dans son fonctionnement basse fréquence. Pour ce faire, il est nécessaire, à partir d'une étude théorique

préalable, de définir l'évolution de chacun des paramètres du point de fonctionnement. Cette modélisation, certes approximative, permet néanmoins de faciliter la description du comportement perturbateur des structures en mode conduit sur une période basse fréquence.

On aboutit à une expression mathématique dont l'équation II.8 en est l'exemple dans le cas d'une modélisation simple où seul les fronts et les temps de conduction variables sont pris en compte.

$$V_{p_n} := \left[ \sum_{k=1}^{\frac{\omega_0}{2 \cdot \omega_r}} \left[ e^{-[(k) \cdot T_o \cdot p_n]} - e^{-(\alpha_{a_k} + k) \cdot T_o \cdot p_n} \right] \right] \cdot \frac{A}{P_n} \quad (\text{II.8})$$

Pour les chemins de propagations uniquement constitués de composants passifs la prise en compte des conditions initiales pourrait être problématique. En fait, il faut remarquer que pour les redresseurs à prélèvement sinusoïdal nous sommes face à un cas particulier car le comportement temporel périodique de ce type de structure passe par un point (passage à zéro de la tension d'alimentation et donc du courant d'entrée) où les composants essentiels des chemins de propagation ont des conditions initiales nulles (tension nulle aux bornes des condensateurs et courant nul dans les inductances). De fait, on peut négliger la prise en compte des conditions initiales dans ce modèle. De plus celles-ci n'ont aucun impact sur la détermination des perturbations HF.

Il est à noter que la prise en compte des conditions initiales dans les composants serait possible mais quelle en nécessiterait la connaissance préalable.

### II.2.2.b Identification du comportement en régime permanent.

Nous sommes maintenant face à un modèle qui est supposé prédéterminer les perturbations conduites générées par les redresseurs de courant dans leur fonctionnement basse fréquence. Reste tout de même à en définir son point de fonctionnement en régime permanent qui, nous l'avons dit, est nécessaire à l'obtention de bons résultats. Or celui-ci reste a priori très difficile à déterminer à cause de la complexité des chemins de propagation (inductance d'entrée, filtre, RSIL). Dans le cas de ce modèle, le problème est résolu puisque nous prenons en compte l'ensemble des phénomènes en régime harmonique. Il suffit pour cela de considérer que le courant et la tension d'entrée soient de type sinusoïdal (ou bien composés d'harmoniques caractérisables). L'expression mathématique (II.8) permet alors de déduire pour le cas du fondamental quelles doivent être les valeurs des paramètres de contrôle du convertisseur (à

savoir  $k$  et  $\theta$  pour la commande MLI (voir paragraphe 1.2.1 du premier chapitre) qui correspondent au régime permanent.

### II.2.3. Domaines d'applications et limitations.

L'application de cette méthode de modélisation concerne l'ensemble des structures de conversion dont les cellules de commutation sont comparables au hacheur élévateur. La modélisation et la mise en équation restent très simples et ne nécessitent, outre la caractérisation électrique haute fréquence de la structure, que la connaissance préalable du comportement fonctionnel de celle-ci (ce qui est toujours plus ou moins le cas). Elle peut être appliquée à tous les modes de fonctionnement en conduction continue avec plus ou moins de facilité dans la détermination de l'évolution du point de fonctionnement. On peut ainsi envisager des lois de commandes indifféremment à fréquence fixe ou variable. La prédétermination des paramètres en régime permanent se limite aux structures ayant un comportement périodique alternatif.

En prenant en compte la totalité des chemins de propagation, le régime permanent et l'évolution des sources de perturbations, cette méthode apporte de réelles possibilités d'étude, de caractérisation et d'optimisation des perturbations conduites dans les redresseurs de courant commandés.

La validité des résultats est directement liée à la qualité de la modélisation. Reste que les plus petits phénomènes interactifs entre sources de perturbations ne pourront être pris en compte. De plus, il faut remarquer que l'impédance propre de la maille de commutation est considérée dans le calcul des sources de perturbations mais n'est pas prise en compte dans le schéma de propagation du présent modèle (que l'on pourrait envisager). De fait, la validité de ce modèle concerne la plage de fréquence propre aux phénomènes parasites de la cellule de commutation, variable selon l'application.

L'intérêt d'une telle modélisation se résume en quelques lignes :

- L'étude harmonique directe évitant une simulation temporelle longue compte tenu de la disparité des échelles de temps mises en jeu.
- La modélisation des phénomènes en régime harmonique permettant de spécifier le domaine d'étude (la plage de fréquence et le cas échéant la fréquence qui nous intéresse), ceci ayant pour conséquence de réduire le temps de calcul.

- La prédétermination du régime permanent pour toutes les structures de conversion alternative (onduleurs ou redresseurs selon la direction de propagation des perturbations).
- La prise en compte de phénomènes dépendant de l'évolution fréquentielle tel que les effets de peau.
- La modélisation et la prise en compte des phénomènes propres aux composants réels tels que les fronts variables par exemple.
- Le caractère mathématique du modèle facilite l'implantation logicielle et l'utilisation des routines d'optimisation.
- L'identification et la caractérisation des sources de perturbations permettant à terme d'en étudier l'optimisation.

Cette dernière remarque est importante car le comportement spécifique de ces structures de redressement à prélèvement sinusoïdal fait apparaître des particularités quant au contenu fréquentiel des sources de perturbations des redresseurs de courant. Ceci a fait l'objet d'une étude de sensibilité dont quelques remarques sont présentées dans le paragraphe qui suit.

### **II.3. Caractérisation CEM des comportements propres aux structures à prélèvement sinusoïdal.**

La méthode proposée dans ce chapitre est basée sur la décomposition du comportement des points chauds de la cellule de commutation en signaux "types". L'objet de ce paragraphe est d'étudier l'évolution du comportement fréquentiel de chacun de ces éléments dans des conditions classiques puis dans des conditions propres aux structures à prélèvement sinusoïdal.

Nous aborderons ainsi l'influence de l'évolution du point de fonctionnement de la cellule, celle des stratégies de commande MLI et celle de l'asservissement sur les sources de perturbations conduites dans les redresseurs de courant.

#### **II.3.1 Caractérisation fréquentielle des éléments.**

Ce premier paragraphe est un rappel sur le comportement fréquentiel de signaux "types". Comme nous venons de le voir, les éléments permettant de caractériser le comportement temporel des points chauds de la cellule de commutation sont principalement de deux types illustrés par la figure II.15 ci-après :

- Les trapèzes à fronts variables.
- Les résonances amorties.

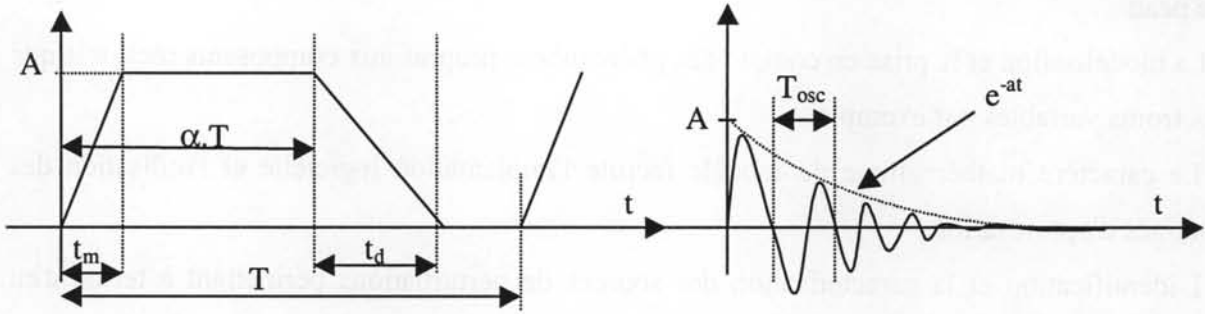


Figure II.15. Représentation temporelle d'un trapèze et d'une résonance amortie.

L'électronique de puissance étant basée sur le principe du découpage des grandeurs électriques, nous nous proposons d'étudier le comportement fréquentiel des fronts à travers la représentation schématique d'une porte dont les fronts sont à caractériser.

### II.3.1.a. Les trapèzes.

La connaissance du contenu fréquentiel des trapèzes n'est un secret pour personne. Aussi, regardons rapidement quelles en sont les représentations spectrales sans en redémontrer les résultats obtenus que l'on retrouve dans de nombreux ouvrages [Paul-L, Nave-A2]. Pour ce faire, les expressions mathématiques des trapèzes sont déduites du calcul opérationnel de Laplace. On obtient alors selon le type de trapèze les expressions mathématiques suivantes :

- Une porte à fronts infinis.

$$C1_n := \frac{A}{p_n} \cdot (1 - e^{-T_0 \cdot p_n \cdot \alpha}) \quad (II.9)$$

- Un trapèze à fronts finis identiques ( $t_m=t_d=10\mu s$ ).

$$C2_n := \frac{A}{(p_n)^2 \cdot t_m} \cdot (1 - e^{-T_0 \cdot p_n \cdot \alpha}) \cdot (1 - e^{-t_m \cdot p_n}) \quad (II.10)$$

- Un trapèze à fronts finis différents ( $t_m=10\mu s$  et  $t_d=1\mu s$ ).

$$C3_n := \frac{A}{(p_n)^2} \cdot \left( \frac{1 - e^{-t_m \cdot p_n}}{t_m} - \frac{1 - e^{-t_d \cdot p_n}}{t_d} \cdot e^{-T_0 \cdot p_n \cdot \alpha} \right) \quad (II.11)$$

avec

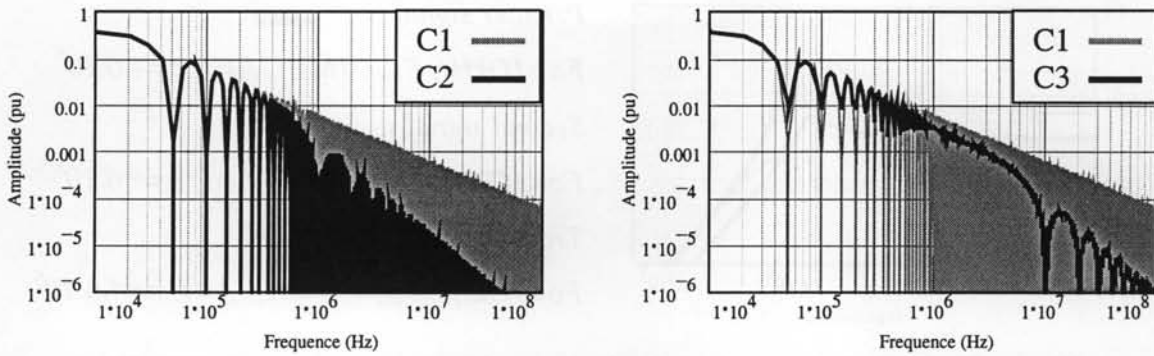
"n" correspondant à l'harmonique calculé,

" $p_n$ " représentant l'opérateur de Laplace et égal à " $j \cdot n \cdot \omega_0$ ",

" $t_m$ ,  $t_d$ ,  $T_0$   $\alpha$  et  $A$ " représentant respectivement le temps de montée, de descente, la période de découpage, le rapport cyclique et l'amplitude du trapèze.

Remarque. Dans tous les calculs présentés ici,  $\alpha$  fixe l'origine des fronts (voir Fig.II.15).

La figure II.16 ci-dessous présente le contenu fréquentiel de chacun d'eux considérant le cas de signaux périodiques.



**Figure II.16.** Contenu spectral de signaux rectangulaires périodiques pour différents fronts.

( $A=1$ ,  $F_0=10\text{kHz}$ ,  $\alpha=0.8$   $C_1$ :  $t_m=t_d=0$ ,  $C_2$ :  $t_m=t_d=10\mu\text{s}$ ,  $C_3$ :  $t_m=10\mu\text{s}$  et  $t_d=1\mu\text{s}$ )

Commentaires.

- La dérivabilité des fronts (existence de dérivée successive) fixe la pente du contenu fréquentiel.
- Les composantes basse fréquence sont fonctions du rapport cyclique du trapèze.
- La fréquence de coupure du contenu spectral d'un trapèze est fonction de la durée des fronts:

$$F_c = \frac{1}{\pi \cdot t_m} \tag{II.12}$$

Ceci permet de souligner que plus un front sera dérivable, plus son contenu spectral sera faible [Reby-T]. D'où l'intérêt de fonctionnements résonants où les arches de sinusoïde sont infiniment dérivables ce qui permet des gains conséquents [Cald-A, Costa-A2, Scheich-A].

**II.3.1.b. Les résonances amorties.**

Une résonance amortie est définie par son amplitude " $A$ ", sa pulsation (ou fréquence " $f_{osc}$ ") d'oscillation " $\omega_p$ " et son amortissement " $a$ " avec pour expression (II.13).

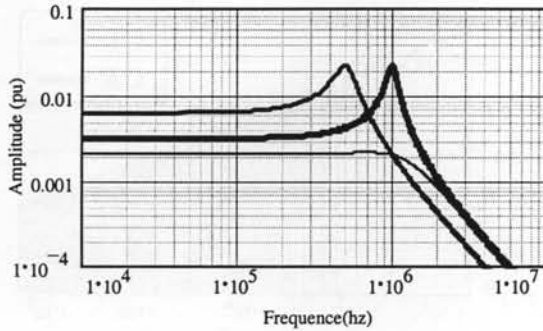
$$F(t)=A \cdot \sin(\omega_p \cdot t) \cdot e^{-a \cdot t} \tag{II.13}$$

Dans le cas de signaux périodiques, il faut rajouter la période du signal " $T_0$ " et l'instant " $\alpha$ " correspondant à l'origine de la résonance par rapport à cette même période. On obtient sa

représentation spectrale en utilisant le calcul opérationnel de Laplace ce qui donne l'équation suivante (II.12).

$$C4_n := \left| A \cdot \frac{wp}{(p_n + a)^2 + wp^2} \right| \quad (II.14)$$

La figure II.15 ci-dessous présente son contenu spectral de plusieurs résonances.



Premier signal :  $Fo=10kHz, F_{osc}=1MHz, A=1, a=4.6 \cdot 10^6$   
 Second signal :  $Fo=10kHz, F_{osc}=1MHz, A=1, a=4.6 \cdot 10^5$   
 Troisième signal :  $Fo=10kHz, F_{osc}=500kHz, A=1, a=4.6 \cdot 10^6$

**Figure II.17.** Contenu spectral de plusieurs phénomènes résonants amortis.

Ce contenu fréquentiel d'une résonance amortie est caractérisé par quatre paramètres:

- Une fréquence de résonance:

$$\frac{\sqrt{a^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_{osc})^2}}{2 \cdot \pi} \quad (II.15)$$

- Un maximum à la fréquence de résonance.

$$2 \cdot Fo \cdot f_{osc} \cdot \frac{A \cdot \pi}{a \cdot \sqrt{a^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_{osc})^2}} \quad (II.16)$$

- Un plateau avant la fréquence de résonance.

$$\frac{2 \cdot Fo}{wp} \cdot A \quad (II.17)$$

- Une pente de -40dB par décade après la fréquence de résonance.

Plus la résonance est amortie, plus l'impact fréquentiel du signal est faible. Le rapport entre la fréquence de résonance et la fréquence de répétition du signal reste prépondérant pour l'estimation du contenu fréquentiel. La localisation du contenu fréquentiel de ce signal est toujours proche de sa fréquence d'oscillation.

Ces quelques commentaires terminent le rappel sur le contenu spectral des signaux "types" que nous considérerons dans ce travail. Nous allons maintenant aborder l'influence de

comportements propres aux structures à prélèvement sinusoïdal à savoir, la variation du point de fonctionnement, les lois de commande à rapports cycliques variables, l'asservissement.

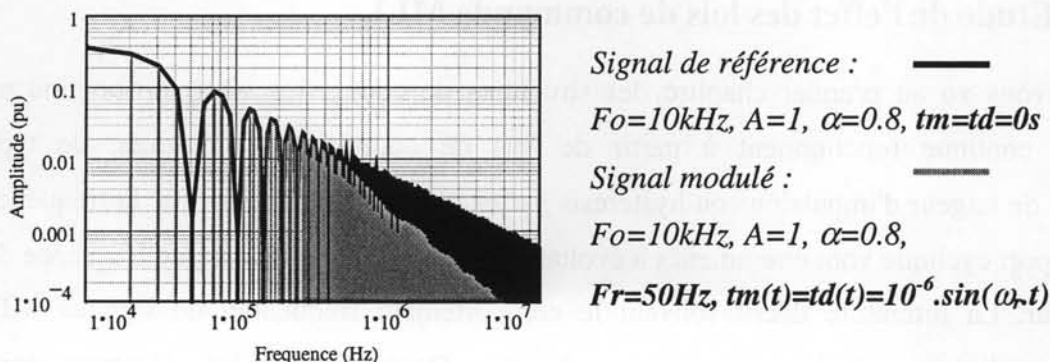
### II.3.2. Effets du changement de point de fonctionnement de la cellule.

En électronique de puissance, le changement des conditions opératoires des cellules de commutations (tension et courant) modifie fortement le comportement des sources de perturbations. Dans notre cas, il est surtout question des variations du courant d'entrée puisque nous considérons la tension de sortie comme stable.

En ce qui concerne les fronts, les variations de courant peuvent induire des variations dans la durée des temps de montée et/ou descente de la tension aux bornes des composants. Si l'on regarde les phénomènes résonants, on remarque que c'est la valeur du courant d'entrée au moment de la commutation qui fixe l'amplitude des résonances.

Sans entrer plus dans le détail des phénomènes qui mettent en jeu ces variations, voyons quel peut être l'effet de fronts à durée variable et de résonances à amplitudes variables sur le contenu spectral d'un signal périodique basse fréquence.

La figure II.18 présente cet effet et le compare à un signal à fronts constants. Pour chacun des signaux les rapports cycliques sont constant et identiques.

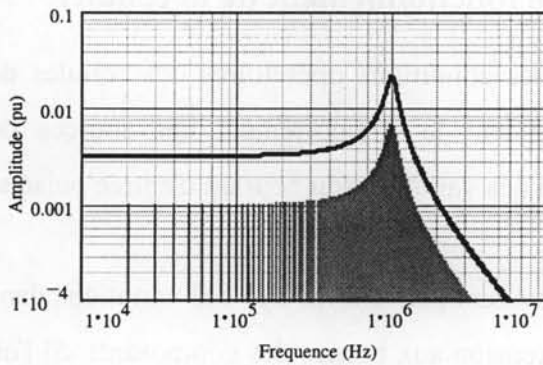


**Figure II.18.** Contenu fréquentiel d'un trapèze périodique à fronts variables.

Nous pouvons constater que le contenu spectral du signal à fronts variables est nettement réduit. De manière générale, on peut dire que son contenu se situe toujours entre ceux de deux signaux à fronts fixes ayant pour l'un la valeur maximale et pour l'autre la valeur minimale.



La figure II.19 présente le contenu spectral d'un signal périodique basse fréquence composé de résonances amorties périodiques modulées en amplitude. Il est comparé à une résonance amortie périodique d'amplitude fixe.



Signal de référence : —

$F_0=10\text{kHz}$ ,  $\alpha=0$ ,  $F_{osc}=1\text{MHz}$ ,  $a=4.6.10^6$ ,  $A=1$

Signal modulé : —

$F_0=10\text{kHz}$ ,  $\alpha=0$ ,  $F_{osc}=1\text{MHz}$ ,  $a=4.6.10^6$

$F_r=50\text{Hz}$ ,  $A(t)=1.\sin(\omega_r.t)$

Figure II.19. Contenu spectral d'une résonance amortie modulée en amplitude.

En ce qui concerne la résonance, le contenu spectral résultant d'un comportement à amplitudes variables est tout simplement égal à la moyenne de ces amplitudes.

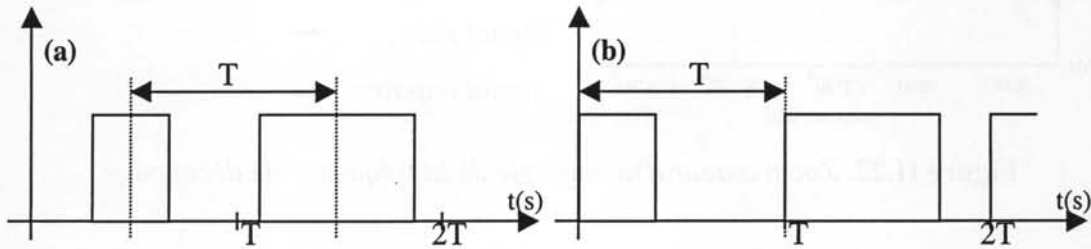
Ces observations montrent clairement les effets que peuvent induire les variations des grandeurs électriques dans le comportement perturbateur d'une cellule de commutation.

### II.3.3. Etude de l'effet des lois de commande MLI.

Nous l'avons vu au premier chapitre, les structures de conversion alternatif-continu en conduction continue fonctionnent à partir de lois de commande complexes, de type modulation de largeur d'impulsions ou hystérésis par exemple. Ceci signifie que la fréquence et/ou le rapport cyclique vont être amenés à évoluer au cours de la période basse fréquence du convertisseur. La littérature décrit souvent le comportement fréquentiel de signaux MLI comme nous l'avons vu dans le premier chapitre. Dans ce cas, les décompositions fréquentielles de signaux soumis à ces phénomènes obéissent à plusieurs critères.

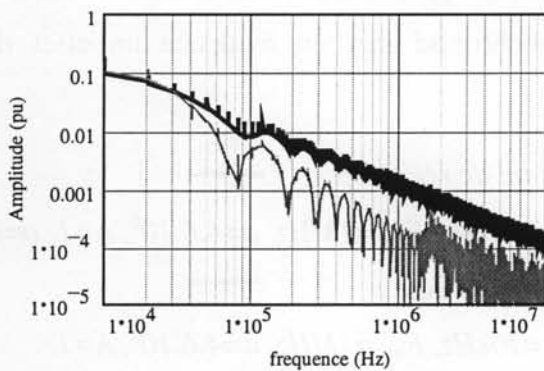
Tout d'abord il y a les lois d'évolution des instants de conduction dictée par le système de commande. Dans le cas d'une commande MLI, celles-ci sont de type sinusoïdal (voir chapitre I). Ensuite, il y a la synchronisation de ces instants sur l'horloge de commande [Trzynad-A, Walsh-A]. Pour illustrer ceci, il suffit de considérer comment sont créés de manière pratique les instants de commutation d'un système de commande. Dans le cas de commande analogiques, ils sont issues d'une comparaison entre une sinusoïde basse fréquence de référence et un signal triangulaire HF. Si celui-ci est symétrique ou en dent de scie (voir

figure II.20), l'occurrence des instants de commutation n'est pas synchronisée de la même manière, ce qui fait apparaître ou non des symétries temporelles se traduisant par des représentations spectrales différentes.



**Figure II.20.** (a) *Signal centré*; (b) *signal synchronisé sur le début de la période.*

Ci dessous est représenté l'évolution des multiples de la fréquence de découpage pour le cas de signaux MLI à base de trapèzes synchronisés sur le début ou au milieu de chaque période. La comparaison de ces signaux met clairement en évidence l'impact du type de synchronisation des instants de commutation.



*Signaux modulés :*

$$F_o=10\text{kHz}, A=1, t_m=t_d=0\mu\text{s},$$

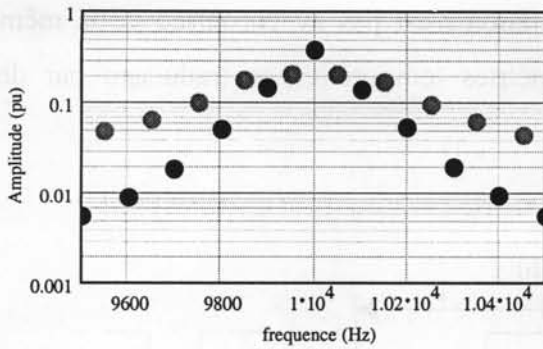
$$F_r=50\text{Hz}, \alpha(t)=0.8.\sin(\omega_r.t)$$

*Signal synchronisé sur le début de la période.*

*Signal synchronisé sur le centre de la période.*

**Figure II.21.** *Influence de la commande sur le contenu spectral d'un trapèze.*

La modulation du signal périodique basse fréquence avec un signal HF a pour conséquence de répartir le contenu spectral du signal sur les multiples de la fréquence du signal basse fréquence. De fait, seules ces raies doivent être calculées pour connaître le spectre du signal. La figure II.22 ci-dessous montre la représentation spectrale des harmoniques multiples de la basse fréquence autour d'un multiple de la fréquence de découpage.



Signal modulé :

$$F_o=10\text{kHz}, A=1, t_m=t_d=0\mu\text{s},$$

$$F_r=50\text{Hz}, \alpha(t)=0.8.\sin(\omega_r.t)$$

commençant au début de chaque période HF

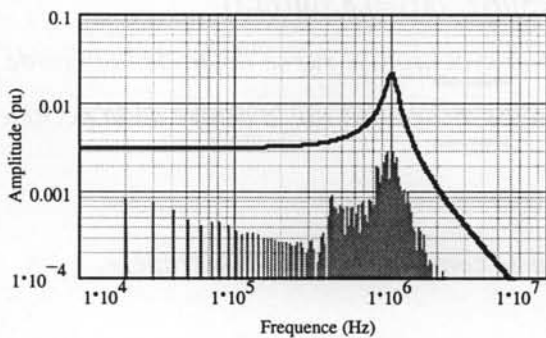
Signal pair : —

Signal impair : —

Figure II.22. Zoom autour d'un multiple de la fréquence de découpage.

Ceci présente l'avantage de réduire considérablement les calculs nécessaires à l'obtention du spectre d'un signal périodique basse fréquence lorsque l'étude est faite dans le domaine fréquentiel comme cela est le cas de notre modèle.

En ce qui concerne les phénomènes résonants, ils sont aussi synchronisés sur les instants de commutation et en conséquence obéissent aux mêmes lois. Ci-après (figure II.23) on peut remarquer l'effet d'une commande MLI sur le contenu spectral d'une résonance amortie. La comparaison avec un signal identique mais synchronisé met en évidence un effet de dispersion du contenu fréquentiel du signal modulé.



Signal de référence : —

$$F_o=10\text{kHz}, F_{osc}=1\text{MHz}, a=4.6.10^6, A=1, \alpha=0$$

Signal modulé : —

$$F_o=10\text{kHz}, F_{osc}=1\text{MHz}, a=4.6.10^6, A=1,$$

$$F_r=50\text{Hz}, \alpha(t)=0.8.\sin(\omega_r.t)$$

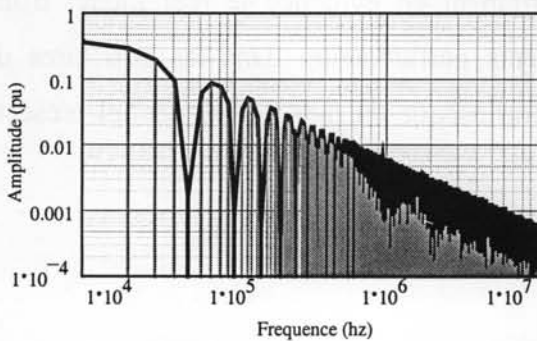
commençant au début de chaque période HF

Figure II.23. Influence de la commande sur le contenu spectral d'une résonance amortie.

Si l'on essaie d'interpréter l'effet d'une commande MLI, on peut remarquer que lorsque l'un des fronts est synchronisé, l'autre ne peut l'être. De fait, la contribution de chaque front n'est pas additive ce qui a pour conséquence d'en réduire fortement l'effet.

### II.3.4. Effets de l'asservissement.

La présence de tout système d'asservissement autour d'un point de fonctionnement dans les convertisseurs d'électronique de puissance amène toujours le système de contrôle à faire évoluer les différents paramètres autour d'une même valeur (l'exemple type est le cas des régulateurs PI qui procèdent par petites corrections). De fait, les rapports cycliques sont constamment différents, oscillant autour d'une valeur. Ceci a pour conséquence de modifier l'emplacement des fronts et donc la phase de leurs harmoniques. L'aspect aléatoire crée un effet de dispersion qui réduit ainsi fortement l'effet des éléments caractéristiques soumis à ce phénomène. Ci-dessous (figure II.24 et II.25) sont représentés les spectres d'un trapèze et d'une résonance amortie soumis à ce phénomène.





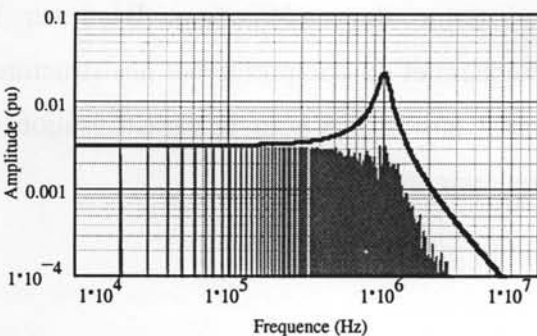
Signal de référence :   
 $F_o=10\text{kHz}, A=1, t_m=t_d=0\mu\text{s}, \alpha=0.8$   
 Signal modulé :   
 $F_o=10\text{kHz}, A=1, t_m=t_d=0\mu\text{s},$   
 $\alpha(t)=0.8\pm 0.01$  aléatoire

Figure II.24 Influence de l'asservissement sur le contenu spectral d'un trapèze.

$$C_n = \frac{4.A}{\pi.n} \left| \sin(\pi.n.(\alpha + \Delta\alpha)) \right| = \frac{4.A}{\pi.n} \quad (II.18)$$





Signal de référence :   
 $F_o=10\text{kHz}, F_{osc}=1\text{MHz}, a=4.6.10^6, A=1, \alpha=0,$   
 Signal modulé :   
 $F_o=10\text{kHz}, F_{osc}=1\text{MHz}, a=4.6.10^6, A=1,$   
 $\alpha(t)=0.8\pm 0.01$  aléatoire

Figure II.25. Influence de l'asservissement sur le contenu spectral d'une résonance amortie.

On peut remarquer que les spectres sont réellement réduits. L'occurrence de ce phénomène est fonction du degré de dispersion du rapport cyclique. Plus celui-ci est important plus l'effet sera présent dès les plus basses fréquences. Ceci peut-être exprimé par l'équation ci-dessous :

$$f_{\text{début}} = \frac{1}{\pi \cdot \Delta\alpha \cdot T_0} \quad (\text{II.19})$$

Remarque : L'effet de dispersion (ou encore d'étalement du spectre) provoqué par ce comportement peut aussi être provoqué de manière intentionnelle [Tanaka-A, Mihalic-A, Trzynad-A]. On peut ainsi réaliser de substantiels gains en terme de contenu spectral.

### **II.3.5. Commentaires.**

Tous ces phénomènes sont caractéristiques du comportement fréquentiel des sources de perturbations des redresseurs de courant. Par une approche simpliste, il est possible de quantifier approximativement l'évolution du contenu spectral par addition successive de chacun de ces effets. Ces remarques mettent fortement en évidence le réel intérêt d'une modélisation correcte et précise des comportements perturbateurs dans les structures de redressement en général. Ceci confirme la valeur intrinsèque du modèle fréquentiel présenté dans ce chapitre.

### **II.4. Conclusion.**

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence à travers quelques rappels les principes généraux de l'étude des perturbations conduites des structures de conversion d'électronique de puissance. Ceci nous a permis de mettre en évidence certaines limitations principalement dues au degré de complexité engendré par l'étude précise des structures de conversion à prélèvement sinusoïdal. Ceci nous a conduit à l'élaboration d'une approche simplificatrice et novatrice permettant d'obtenir de réels gains en terme de modélisation. Basé sur la linéarisation et la caractérisation dans le domaine fréquentiel du comportement des structures alternatives, ce modèle mathématique peut facilement être utilisé pour la caractérisation et l'optimisation des perturbations conduites dans les redresseurs de courant.

# Chapitre III

*Etude fréquentielle du redresseur  
mono-interrupteur monophasé  
en conduction continue.*



Le redresseur mono-interrupteur monophasé suscite beaucoup d'intérêt pour ses performances et sa simplicité. Nous l'avons rapidement présenté dans le premier chapitre en décrivant son principe de fonctionnement de manière générale. Les avantages que présente cette structure rendent de plus en plus compétitive son implantation en tant qu'alimentation faible ou moyenne puissance (de l'ordre du kW). Ce troisième chapitre est la première application de la méthode de prédétermination des perturbations conduites dans les redresseurs commandés. L'étude de ce redresseur, dans son mode de fonctionnement en conduction continue, présente plusieurs intérêts. Il ne comporte qu'une seule cellule de commutation et son principe de fonctionnement est bien connu. De plus, il permet d'utiliser la méthode sans limitation.

L'objectif de ce chapitre est de décrire correctement la démarche de modélisation de la structure de conversion, ce qui nous amènera à l'élaboration du modèle fréquentiel du convertisseur. Ce premier cas sera modélisé de manière précise pour montrer au lecteur que la plupart des phénomènes importants peuvent être considérés. Cette modélisation correspondra à un prototype que nous pourrons tester pour comparer et valider cette méthode. Enfin, nous consacrerons une dernière partie à l'étude des spécificités des structures de redressement à travers la caractérisation des perturbations conduites.

### **III.1. Présentation.**

Les conditions d'étude de ce convertisseur correspondent à celles décrites dans le second chapitre. L'utilisation dans le cadre expérimental d'un tel banc d'essai permettra à terme de comparer nos résultats théoriques et pratiques à la norme ISM 55011. La caractérisation théorique du comportement CEM d'une structure nécessite la connaissance préalable de sa composition (composants physiques) mais aussi de son implantation, de sa connectique (aspects géométriques) et bien sur de son mode de fonctionnement [Lee-A].

#### **III.1.1. Le support d'étude.**

Pour l'étude fréquentielle de ce type de structure, nous nous baserons sur la réalisation pratique d'un prototype quelque peu spécifique mais dont le mode opératoire correspond à la réalité (conception thermique réaliste, système asservi). La structure du convertisseur est rappelée ci-après (figure III.1) mais en considérant cette fois son environnement d'étude, à savoir la source d'alimentation et son impédance, un RSIL et une impédance de charge.



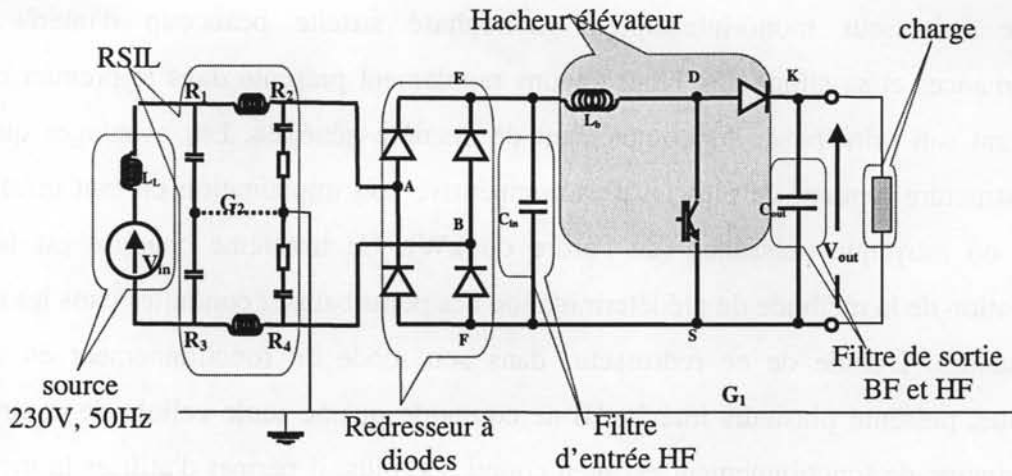


Figure III.1. La structure d'étude et son environnement.

Un certain nombre de précautions pratiques ont été prises de façon à limiter l'étude théorique des perturbations et des chemins de propagation à la partie puissance. En ce qui concerne le circuit de commande, l'alimentation sur batterie semble essentielle pour ne pas rajouter des perturbations (alimentation à découpage) ou des chemins de propagation additionnels. De plus, les capteurs et la carte de commande rapprochée ont fait l'objet d'un soin tout particulier pour limiter leurs effets.

Dans l'étude du comportement CEM conduit d'un convertisseur, la connaissance du mode de fonctionnement précis, le choix des composants, les moyens de connexion sont tous essentiels. C'est seulement après ces choix préalables que peut-être envisagée la modélisation "électromagnétique" du convertisseur, c'est à dire dans notre cas l'étude et la caractérisation des chemins de propagation et celle des sources de perturbations.

### III.1.2 Choix technologiques.

Les choix technologiques dépendent du cahier des charges. Dans le cadre de cette étude nous avons fixé le point de fonctionnement du convertisseur à un niveau de puissance justifiant son emploi [Andrieu-T] en considérant une application commerciale et notre objectif final est de satisfaire la norme haute fréquence.

Point de fonctionnement.

Tension d'alimentation :  $V_{in} = 230V_{eff}$

Tension de sortie :  $V_{out} = 380V$

Puissance de sortie :  $P_{out} = 800W$

Fréquence de découpage :  $F_o = 40\text{kHz}$

### III.1.2.a. Le choix des composants.

Les choix des composants répondent aux critères de conception fonctionnel et thermique classiques.

#### La source.

Nous disposons d'une source variable isolée dont l'impédance de sortie est considérée inductive et dont la valeur a été estimée à  $100\mu\text{H}$ .

#### Le RSIL.

Nous disposons au laboratoire d'un RSIL fabriqué "maison" dont les caractéristiques respectent la norme haute fréquence et dont la structure à simple cellule a été décrite au second chapitre.

#### Le convertisseur.

- Pour être réaliste, le rendement de l'ensemble doit être aussi bon que possible ce qui bien sûr va à l'encontre des performances CEM des convertisseurs. Dans ce cas, la fréquence de découpage est fixée à  $40\text{kHz}$  ce qui impose l'utilisation d'un MOSFET et d'une diode rapide pour maintenir les temps de commutation faibles. Etant donné les niveaux de courant et de tension à supporter (voir chapitre I, table I.5) le choix des composants actifs est le suivant :

Le MOSFET : IRF460P non isolé.

La diode rapide : IXIS30-06 non isolée.

Le convertisseur fonctionnant en conduction continue, un redresseur classique peut être utilisé.

- Les choix des composants passifs dépendent des contraintes de qualité et de fonctionnalité imposées par le cahier des charges. Chacun d'eux obéit à un certain nombre de contraintes déterminant les valeurs minimales et maximales admissibles. Celles-ci sont justifiées et données par les équations décrites au premier chapitre.

En ce qui concerne le condensateur de filtrage de sortie, nous avons choisi un couple de deux condensateurs en parallèle pour satisfaire les contraintes basses et hautes fréquences de la cellule de commutation et du filtrage de sortie.

Leurs valeurs sont :  $C_{\text{out}1} = 1000\mu\text{F}$ ,  $C_{\text{out}2} = 220\text{nF}$

Pour limiter l'ondulation HF du courant d'entrée avant filtrage, la valeur de l'inductance du hacheur élévateur est fixée à  $1.2\text{mH}$ . Elle est composée d'un noyau de ferrite avec entrefer et d'un bobinage en fils cylindriques pleins.

Un condensateur de filtrage est placé à la sortie du redresseur pour limiter l'ondulation haute fréquence du courant différentiel dans un but double : limiter les phases de conduction discontinue du redresseur à diodes au voisinage du passage à zéro du courant et réduire le niveau des perturbations conduites dans le RSIL.

#### La charge :

La charge est une résistance filaire de  $150\Omega$  fortement inductive. Elle est précédée d'un filtre de mode commun et n'est pas déposée sur le plan de masse. Ceci permet de rendre négligeable les chemins de propagation en cette direction et de ce fait ne considérer que le convertisseur.

#### **III.1.2.b. L'assemblage.**

La structure de conversion est entièrement disposée sur un radiateur plan qui fera office de plan de masse de cette partie. Les composants du convertisseur sont montés (composants actifs) ou fixés (composants passifs) sur le radiateur. Ils sont connectés par l'intermédiaire d'une plaque de CI elle-même fixée sur le radiateur. Celle-ci présente l'avantage de réduire les inductances de câblage entre composants et permet une quantification facile des effets capacitifs de la connectique avec le plan de masse.

L'ensemble repose sur une plaque de cuivre de grande surface à laquelle le radiateur est relié par une tresse (pour garantir la connexion en basse fréquence). L'ensemble est alimenté à travers le RSIL (lui-même relié au plan de masse par une tresse) en utilisant du câble cylindrique multibrins.

#### **III.1.2.c. Le système de contrôle.**

Nous avons choisi un système de commande asservi classique. Il est basé sur l'utilisation du circuit spécialisé Unitrode 3854 [Told-DB] qui permet de réaliser à partir d'un seul composant les deux fonctions essentielles de cette structure à savoir l'absorption sinusoïdale et la régulation de la tension de sortie. Il est particulièrement connu et très souvent employé dans les convertisseurs de ce type.

Il est basé sur une double boucle de régulation à base de régulateurs P.I. qu'il faut correctement régler selon différents critères. Ceci fait l'objet d'une note d'application du constructeur [Aimé-T]. Il fonctionne à fréquence fixe et rapport cyclique variable (MLI).

L'occurrence de chacun des instants de commutation est dépendante de la loi de commande. Dans notre cas, nous considérerons cette loi comparable à celle d'une MLI intersective à base d'un sinus redressé d'amplitude "a" comme le montre la figure III.2 ci-

après. Chaque commutation à la fermeture a lieu au début de la période de découpage, les commutations à l'ouverture étant fonction des instants de commutation  $\alpha(t)$  dont l'évolution est décrite par l'équation III.1 :

$$\text{Les instants de commutation : } \alpha_k(t) = 1 - |a \cdot \sin(\omega_r t_k - \theta)| \quad (\text{III.1})$$

avec  $k \in [1, m]$   $m$  étant le rapport de modulation  $F_o/F_r$ .

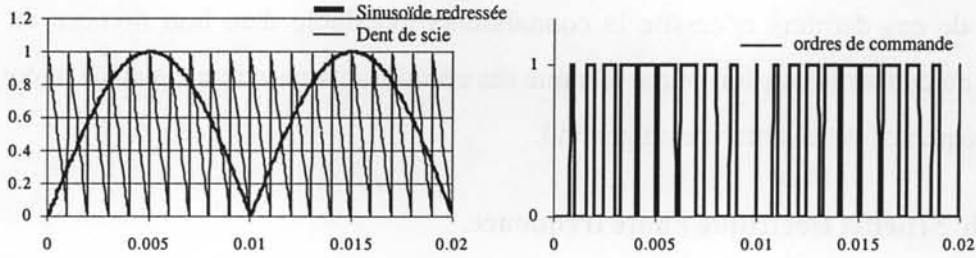


Figure III.2 : Formes d'ondes de commande.

## III.2. Modélisation du convertisseur.

Dans cette partie, nous abordons la modélisation du convertisseur en utilisant la méthode fréquentielle décrite au second chapitre. L'objectif est tout d'abord d'identifier les différents paramètres à prendre en compte. Ensuite, nous procéderons à la modélisation fréquentielle des sources de perturbations et à celle des chemins de propagation [Crebier-A3].

### III.2.1. Schéma électrique haute fréquence.

#### III.2.1.a. Identification des sources et des chemins de propagations.

Le second chapitre identifie les sources de perturbations des cellules de commutation. Dans le cas du redresseur mono-interrupteur, la cellule de commutation du hacheur représente une source de perturbation mais qu'en est-il du redresseur à diodes? (connu pour son phénomène d'empiétement perturbateur). Ici, le problème ne se pose pas car le courant absorbé est par hypothèse sinusoïdal et en phase avec la tension d'alimentation (ou presque). De ce fait, le passage à zéro du courant d'entrée est synchronisé sur le passage par zéro de la tension d'alimentation. Il n'y a donc pas de fronts de tension aux bornes du redresseur et donc a priori aucune source de perturbations conduites. En conséquence, nous pouvons dire que dans le cas de ce convertisseur, la seule source de perturbations clairement identifiable est la cellule de commutation du hacheur parallèle. Sa caractérisation, basée sur la méthode présentée au

second chapitre fait l'objet du prochain paragraphe. En ce qui concerne les victimes potentielles de l'étude, c'est le RSIL et plus spécialement les résistances de mesures qui seront prises en compte. Ce dernier ayant fait l'objet d'un paragraphe dans le chapitre précédent, nous ne nous y attarderons pas.

Les chemins de propagation correspondent à l'ensemble des liaisons physiques ou parasites existantes entre le RSIL et la source de perturbations (cellule de commutation). L'étude de ces derniers nécessite la connaissance préalable d'un bon nombre de paramètres propres au convertisseur lui-même tels que ses composants passifs mais aussi le comportement haute fréquence de la structure en général.

### III.2.1.b. Schéma électrique haute fréquence.

La structure telle qu'elle est décrite figure III.1 est incomplète dans le cas de l'étude des comportements haute fréquence. En effet, lorsque la fréquence des signaux électriques augmente, les phénomènes parasites ne sont plus négligeables. C'est le cas des phénomènes inductifs et capacitifs qui évoluent en fonction de la fréquence. Pour établir le schéma équivalent haute fréquence de la structure, il est nécessaire de considérer chacun des composants physiques vis-à-vis de son comportement haute fréquence [Cogitore-T, Seguin-T]. De plus, pour prendre en compte les phénomènes parasites, il faut rajouter des inductances parasites entre chaque composant et un condensateur parasites [Nave-A] entre chaque point chaud et le plan de masse (un point chaud correspond à un potentiel soumis à des variations de tensions). On aboutit alors au schéma équivalent haute fréquence ci-après figure III.3 où chaque phénomène parasite est modélisé et où chaque composant physique est présenté sous sa forme idéale et reste à être caractérisé.

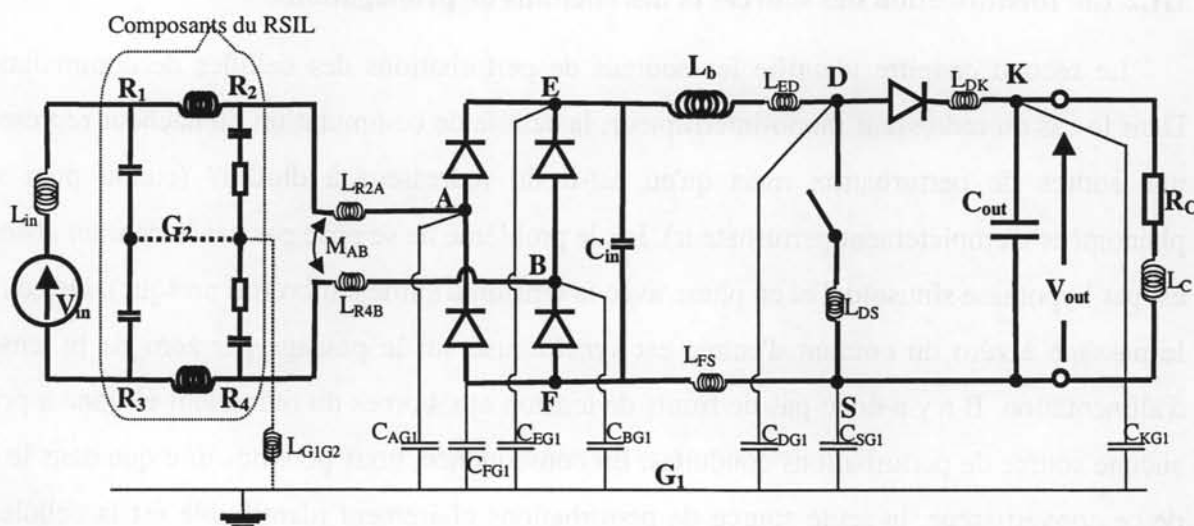


Figure III.3. Schéma électrique haute fréquence.

A partir de ce schéma électrique, nous pouvons effectuer la modélisation des différentes parties de notre modèle fréquentiel. C'est ce que nous allons voir dans les deux prochains paragraphes où nous allons caractériser puis modéliser le comportement fréquentiel de la cellule de commutation (et de ses sources de perturbations) ainsi que celui des chemins de propagation.

### III.2.2. Modélisation de la source de perturbations.

La modélisation des sources de perturbations a été présentée au second chapitre. Aussi, dans cette partie nous nous attacherons à appliquer la méthode de modélisation sans en redémontrer le principe. Nous commencerons par caractériser la cellule de commutation à partir des composants physiques et des composants parasites. Puis nous utiliserons le modèle ainsi créé pour établir les équations caractéristiques du comportement temporel des signaux "types". Enfin nous appliquerons ces lois à la modélisation fréquentielle du comportement des sources de perturbations au cours d'une période basse fréquence.

#### III.2.2.a. Schéma équivalent et caractérisation de la cellule de commutation.

La cellule de commutation est constituée d'un MOSFET, d'une diode et d'un couple de condensateurs de qualité. Le modèle retenu pour l'étude de la cellule de commutation est décrit et justifié dans la thèse de M. Teuling [Teuling-T]. Son schéma électrique haute fréquence est donné figure III.4. Il comprend la cellule de commutation proprement dite avec ses composants parasites, une source de courant dynamique en entrée (sous forme d'une inductance  $L_b$ ) et une source de tension en sortie (sous forme d'un condensateur  $C_{out1}$ ). Les conditions initiales sur chacune de ces sources fixent le point de fonctionnement de la cellule de commutation.

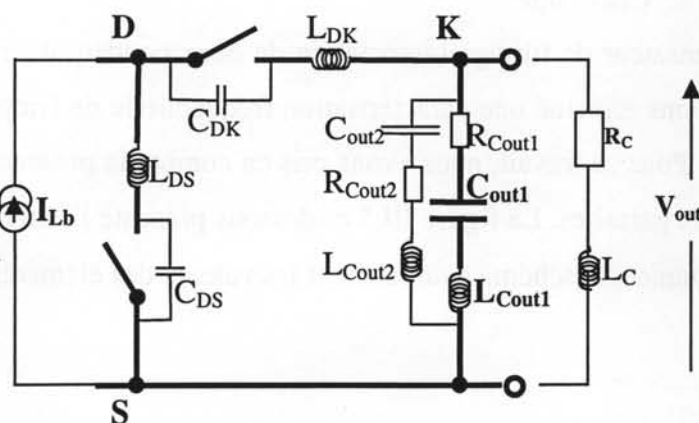


Figure III.4. Schéma électrique haute fréquence de la cellule de commutation.

Comme cela est spécifié au second chapitre, nous ferons l'hypothèse, a priori réaliste, que les effets parasites extérieurs au circuit de puissance de la cellule de commutation peuvent être négligés jusqu'à une certaine fréquence pour effectuer la caractérisation du comportement fréquentiel de la cellule. En effet, tant que l'interaction entre la cellule de commutation et les phénomènes extérieurs est faible, la modélisation reste tout à fait valable.

Comme cela fut présenté au second chapitre, nous allons définir un schéma équivalent (à topologie fixe et à base de sources de tension) de cette cellule de commutation. Dans le cas de cette application, le schéma sera constitué de deux sources permettant de caractériser chacun des points chauds de la cellule de commutation (voir chapitre II). Chaque source sera caractérisée par une somme de signaux types reconstituant son comportement temporel (une période réseau dans notre cas). Pour caractériser ces signaux types, nous nous sommes appuyés sur des résultats d'études et de modélisations antérieures [Teuling-T, Schanen-A]. Ce modèle simplifié de cette cellule ne tient compte que des principaux phénomènes parasites des composants et moyens de connexion.

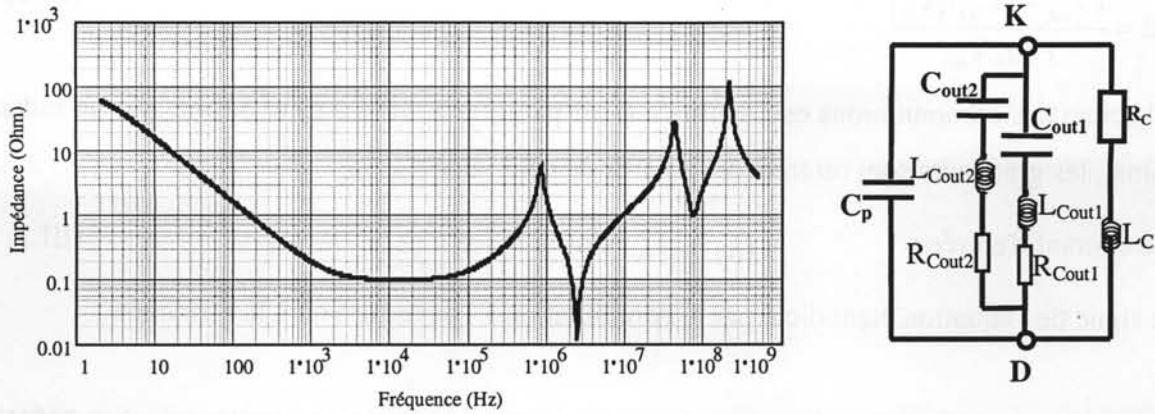
Les inductances parasites de la maille de commutation peuvent être estimées à partir de la géométrie des moyens de connexion et des données constructeurs sur les composants actifs. L'utilisation de larges surfaces de circuits imprimés limite les inductances parasites de connectique entre les composants. Celles-ci seront négligées dans notre cas. Les valeurs obtenues sont :

$$L_{DS} = 5\text{nH} \quad L_{DK} = 7\text{nH}$$

Pour les condensateurs parasites des semi-conducteurs nous nous sommes appuyés sur les données constructeurs (associé aux effets capacitifs parasites entre les nœuds et la terre. Nous obtenons les valeurs suivantes :

$$C_{DS}=480\text{pF} \quad C_{DK}=70\text{pF}$$

Pour le condensateur de filtrage (association de deux condensateurs en parallèle  $1000\mu\text{F}$  et  $220\text{nF}$ ), nous avons effectué une caractérisation fréquentielle de l'impédance en utilisant un pont d'impédance. Pour ce travail, nous avons pris en compte la présence de la charge et celle des effets capacitifs parasites. La figure III.5 ci-dessous présente l'évolution de l'impédance en fonction de la fréquence, le schéma équivalent et les valeurs des éléments parasites.



**Figure III.5.** Caractéristique fréquentielle et schéma équivalent du condensateur de filtrage.  
 $(C_{out1}=1000\mu F, L_{Cout1}=150nH, R_{Cout1}=0.03\Omega, C_{out2}=220nF, L_{Cout2}=18nH, R_{Cout2}=0.01\Omega,$   
 $R_C=150\Omega, L_C=100\mu H, C_P=66pF)$

Reste alors les composants actifs et leur comportement temporel durant les phases de commutation. Il n'est pas simple de donner un schéma équivalent de chacun d'eux, d'autant plus que dans notre cas, le point de fonctionnement de la cellule de commutation est variable. De plus, à l'heure actuelle, l'ensemble des phénomènes mis en jeu lors des commutations n'est pas encore clairement caractérisé et connu. Les simulations logicielles de type Pspice ou Simplorer à base de modèles équivalents n'étant pas encore très fiables, nous avons utilisé d'autres travaux en cours au laboratoire [Akhbari-A] pour quantifier approximativement le comportement global de la cellule de commutation en considérant les éléments parasites décrits dans ce paragraphe. Cela nous a permis de définir chacun des signaux types de chacune des sources de perturbations.

### III.2.2.b. Etude du comportement temporel de la cellule de commutation.

L'étude du comportement temporel haute fréquence de la cellule de commutation a pour objectif de définir les signaux "types" et les équations qui les caractérisent au cours d'une période haute fréquence, en fonction des paramètres du montage et du point de fonctionnement de la cellule de commutation. Dans le cas de cette structure et de son rôle (prélèvement sinusoïdal), le point de fonctionnement est amené à évoluer au cours du temps. Il faut donc connaître la plage de variation du point de fonctionnement de la cellule de commutation.

Par hypothèse, le courant est supposé sinusoïdal, en phase avec la tension et d'amplitude maximale environ 4.9 ampères avec une ondulation HF décrite par l'équation (III.2) ci-dessous compte tenu de la loi de commande choisie :



$$\Delta I = \frac{(V_{out} - |V_{in}|) |V_{in}|}{F_o.L.V_{out}} \quad (\text{III.2})$$

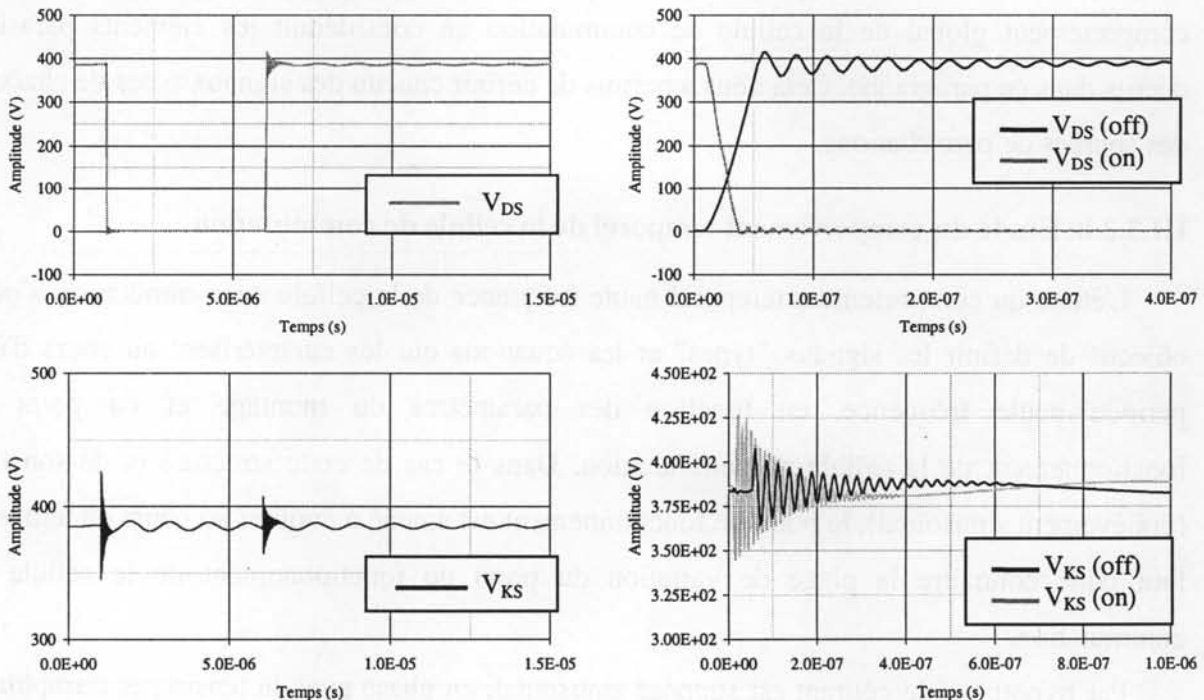
Chacune des commutations est identifiée (voir paragraphe III.1.2.c) et définie par un indice  $k$ . Ainsi, les grandeurs sont référencées à partir de cet indice :

$$\text{Le courant d'entrée :} \quad I_{(k\pm)} = I_{\max} \sin(\omega_r.t_k) \pm \frac{\Delta I_k}{2} \quad (\text{III.3})$$

le signe de l'équation étant dicté par la commutation à l'ouverture ou à la fermeture.

La tension est celle du condensateur de sortie que l'on supposera constante et égale à 380V.

Nous avons intégré ses paramètres dans l'identification du comportement temporel de la cellule de commutation, pour plusieurs points de fonctionnement, ceci dans le seul but de caractériser l'évolution des points chauds de la cellule de commutation représentant les sources de perturbations conduites. La figure III.6 ci-après présente l'évolution des différences de potentiel (DDP)  $V_D-V_S$  et  $V_K-V_S$  pour les commutations à la fermeture et à l'ouverture de la cellule de commutation pour un courant d'entrée de 4.9A et une tension de sortie de 380V. Ces graphiques sont issus d'une simulation temporelle sur le logiciel Pspice (note : dans ces relevés, l'influence du recouvrement de la diode à été pris en compte [Batard-A]). A partir de ces relevés on peut facilement identifier chaque commutation.



**Figure III.6.** Formes d'ondes des points chauds à l'ouverture (off) et à la fermeture (on) d'un MOSFET ( $V_{out}=385V$ ,  $I_{in}=6A$ ).

La modélisation du comportement temporel de la différence de potentiel  $V_{DS}$  est obtenue par addition successive de rampes et de résonances amorties. Pour la DDP  $V_{KS}$ , seules des résonances amorties sont nécessaires. A partir de ces données, les équations caractéristiques des signaux types peuvent être déduites en fonction du point de fonctionnement de la cellule de commutation. Ce travail, effectué de manière empirique et ne présentant pas de réel intérêt scientifique, n'est pas détaillé ici. Seules les équations générales sont rappelées ci-dessous.

### DDPotentiel $V_D-V_S$ :

Front de montée	$tm_k=f(I_{(k+)})$	$\Delta V_m=V_{out}-R_{dson}\cdot I_{(k)}$	
Front de descente	$td_k=f(I_{(k-)})$	$\Delta V_d=-V_{out}-R_{dson}\cdot I_{(k)}$	
Résonance 1 (HF)	$\omega_1=\frac{1}{\sqrt{C_{DS}\cdot L_{tot}}}$	$A_{1,k}=\sqrt{\frac{L_{tot}}{C_{DS}}}\cdot I_{(k+)}$	$a_1=-\frac{R_D}{2\cdot L_{tot}}$
Résonance 2 (BF)	$\omega_2=\frac{1}{\sqrt{C_{out2}\cdot(L_{Cout1}+L_{Cout2})}}$	$A_{2,k}=\sqrt{\frac{L_1+L_2}{C_{Cout2}}}\cdot I_{(k+)}$	$a_2=\frac{-R_{Cout1}-R_{Cout2}}{2\cdot(L_{Cout1}+L_{Cout2})}$
Résonance 3 (HF)	$\omega_3=\frac{1}{\sqrt{C_{DK}\cdot L_{tot}}}$	$A_{3,k}=\sqrt{\frac{L_{tot}}{C_{DK}}}\cdot I_{(k-)}\cdot \frac{L_{DS}}{L_{tot}}$	$a_3=-\frac{R_D}{2\cdot L_{tot}}$

### DDPotentiel $V_K-V_S$ :

Résonance 4 (HF)	$\omega_4=\omega_1$	$A_{4,k}=\sqrt{\frac{L_{tot}}{C_{DS}}}\cdot I_{(k+)}\cdot \frac{L_{Cout2}}{L_{tot}}$	$a_4=-\frac{R_D}{2\cdot L_{tot}}$
Résonance 5 (BF)	$\omega_5=\omega_2$	$A_{5,k}=\sqrt{\frac{L_{out1}}{C_{out2}\cdot(L_{Cout1}+L_{Cout2})}}\cdot I_{(k+)}$	$a_5=\frac{-R_{Cout1}-R_{Cout2}}{2\cdot(L_{Cout1}+L_{Cout2})}$
Résonance 6 (HF)	$\omega_6=\omega_3$	$A_{6,k}=\sqrt{\frac{L_{tot}}{C_{DK}}}\cdot I_{(k-)}\cdot \frac{L_{Cout2}}{L_{tot}}$	$a_6=-\frac{R_D}{2\cdot L_{tot}}$
Résonance 7 (BF)	$\omega_7=\omega_2$	$A_{7,k}=\sqrt{\frac{L_{out1}}{C_{out2}\cdot(L_{Cout1}+L_{Cout2})}}\cdot I_{(k+)}$	$a_7=\frac{-R_{Cout1}-R_{Cout2}}{2\cdot(L_{Cout1}+L_{Cout2})}$

avec  $R_D$  une résistance permettant de représenter l'amortissement des résonances,

$$L_{tot}=L_{DS}+L_{DK}+L_{Cout2},$$

tous ces signaux types ayant pour équations :

$$\text{Les fronts :} \quad h_n(t,k)=(\Delta V_m/tm_k)\cdot t \quad (\text{III.4})$$

$$\text{Les résonances amorties :} \quad h_n(t,k)=A_{n,k}\cdot \sin(\omega_k\cdot t)\cdot e^{a_n\cdot t} \quad (\text{III.5})$$

A partir de ces résultats, nous pouvons maintenant constituer l'évolution temporelle des sources de perturbations  $V_{DS}$  et  $V_{KS}$  à partir de la connaissance de l'évolution du point de fonctionnement de la cellule de commutation (courant, tension et instants de commutation).

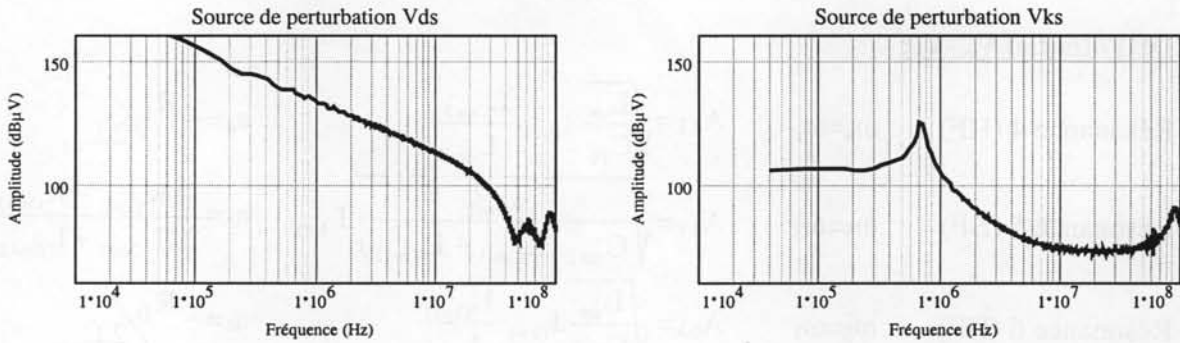
### III.2.2.c. Modélisation temporelle et fréquentielle basse fréquence.

Les sommations temporelles des signaux types pour chacune des sources de perturbations  $V_{DS}$  et  $V_{KS}$  sont données ci-dessous.

$$V_{DS}(t) = \sum_{k=1}^{m/2} \left[ h_1(t, k) + (-h_1(t, k) + h_2(t, k) + h_3(t, k)).u(t - tm_k) \right. \\ \left. + [hk_4(t, k) + (-h_4(t, k) + h_5(t, k)).u(t - td_k)]u(t - \alpha_k) \right].u(t - k.To) \quad (III.6)$$

$$V_{KS}(t) = \sum_{k=1}^{m/2} \left[ (h_2(t, k) + h_3(t, k)).u(t - tm_k) \right. \\ \left. + [(h_4(t, k) + h_5(t, k)).u(t - td_k)]u(t - \alpha_k) \right].u(t - k.To) \quad (III.7)$$

En utilisant les outils de la transformée de Laplace, on déduit les expressions fréquentielles des sources de perturbations. Les équations de Laplace étant plus ou moins complexes sans pour autant apporter un réel intérêt supplémentaire, elles ne sont pas présentées dans le corps du texte. Dans les figures III.7 ci-dessous, on peut observer les représentations spectrales des deux sources de perturbations pour le point de fonctionnement donné sur une demi-période du réseau.



**Figure III.7.** Représentations fréquentielles des sources de perturbations  $V_{DS}$  et  $V_{KS}$ .

En ce qui concerne les composantes basse fréquence du signal, on peut vérifier quelles sont l'amplitude et la phase de la tension basse fréquence créée par le découpage MLI de la tension d'entrée. Pour ce faire, il suffit de calculer la valeur du fondamental pour la demi-période et d'y ajouter le même résultat mais opposé et décalé d'une demi-période basse fréquence.

### III.2.3. Modélisation des chemins de propagation.

L'identification du schéma haute fréquence facilite la détermination et la caractérisation des chemins de propagation. Dans cette partie, nous nous attacherons à modéliser l'évolution du comportement des composants et des éléments constitutifs des chemins de propagation en fonction de la fréquence. Nous commencerons par la modélisation fréquentielle à base de

schémas électriques équivalents simples des composants physiques. Puis nous proposerons des modèles simples des effets parasites à partir de méthodes d'identification. Pour plus de facilité dans la compréhension et le repérage des composants nous rappelons figure III.8 le schéma électrique HF où cette fois la cellule de commutation est remplacée par son schéma équivalent.

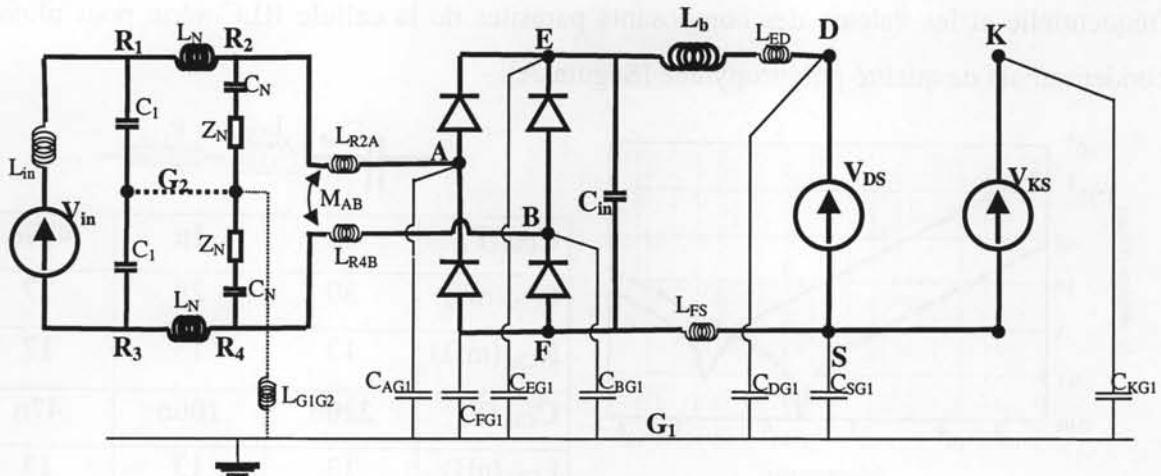


Figure III.8. Schéma électrique haute fréquence.

### III.2.3.a. Identification des composants réels.

Les composants des chemins de propagation intentionnels sont l'inductance  $L_b$  du hacheur, le condensateur de filtrage d'entrée  $C_{in}$  et les diodes du redresseur.

En ce qui concerne l'inductance, il reste difficile de déterminer les caractéristiques de ce type de composant sans mesure sur un prototype. Ceci ne faisant pas l'objet de ce travail, nous sommes contents de caractériser un composant existant en utilisant un analyseur d'impédance HP4194. Cette caractérisation s'appuie sur des travaux du laboratoire [Cogitore-T, Gautier-A]. Ci-dessous sont représentées les courbes mesurées et théoriques ainsi que le modèle double cellule valable jusqu'à environ 20MHz.

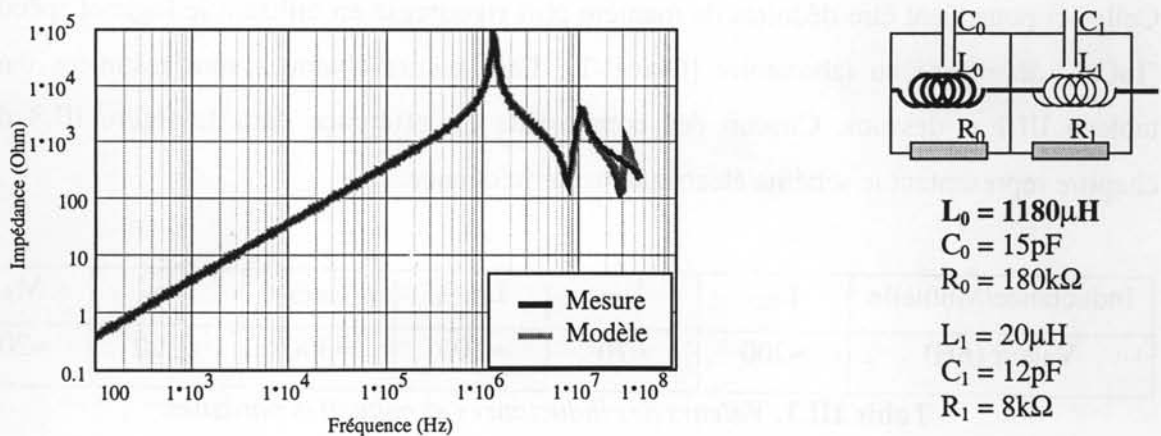
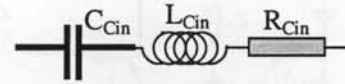
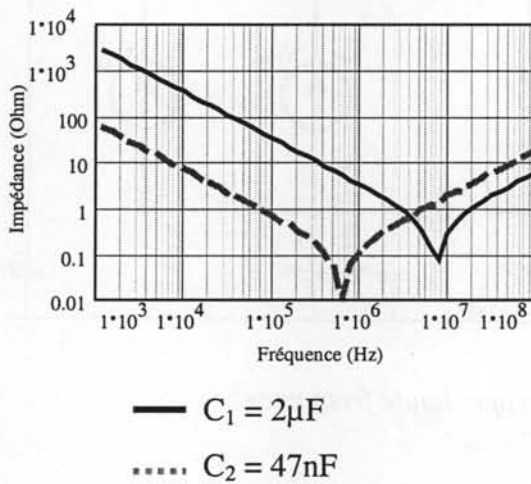


Figure III.9. Impédance et schéma équivalent haute fréquence de l'inductance  $L_b$ .

Les condensateurs de filtrage ont aussi été caractérisés pour identifier leur comportement parasite haute fréquence. Un schéma équivalent à base d'une cellule RLC série en établit le comportement fréquentiel approximatif. La figure III.10 ci-dessous présente la caractéristique fréquentielle et les valeurs des composants parasites de la cellule RLC série pour plusieurs condensateurs de qualité polypropylène [Seguin-A].



$C_{\text{Cin}}$ (F)	<b>2µ</b>	<b>1µ</b>	<b>470n</b>
$L_{\text{Cin}}$ (nH)	30	29	27
$R_{\text{Cin}}$ (mΩ)	13	13	17
$C_{\text{Cin}}$ (F)	<b>220n</b>	<b>100n</b>	<b>47n</b>
$L_{\text{Cin}}$ (nH)	13	13	13
$R_{\text{Cin}}$ (mΩ)	23	23	28

**Figure III.10.** Impédance et schéma équivalent haute fréquence pour quelques condensateurs polypropylènes.

Reste les diodes du redresseur. Nous l'avons vu au début de ce chapitre, leur effet peut être négligé au cours de chaque demi-période. Nous les remplacerons par des sources de tension égales à leur chute de tension à l'état passant plus une résistance à l'état passant.

### III.2.3.b. Les composants parasites.

En ce qui concerne les composants parasites, chacune des inductances de câblage a été modélisée en utilisant des techniques d'évaluation approximatives décrites dans [Paul-L]. Celles-ci pourraient être déduites de manière plus rigoureuse en utilisant le logiciel spécifique "InCa", développé au laboratoire [Clavel-T]. Les valeurs obtenues sont résumées dans le tableau III.1 ci-dessous. Chacun des composants est référencé dans la figure III.8 de ce chapitre représentant le schéma électrique haute fréquence.

Inductance/Mutuelle	$L_{\text{ED}}$	$L_{\text{FS}}$	$L_{\text{G1G2}}$	$L_{\text{R4B}}$	$L_{\text{R2A}}$	$M_{\text{AB}}$
Valeur (nH)	≈200	≈70	≈100	≈300	≈300	≈200

**Table III.1.** Valeurs des inductances et mutuelles parasites.

Les effets capacitifs parasites ont été modélisés par des condensateurs purs dont les valeurs ont été déduites en utilisant le modèle du condensateur plan lorsque cela était possible (ces valeurs pourraient être affinées en utilisant des méthodes plus précises tenant compte par exemple des effets de bord [Schanen-T]). Les valeurs des condensateurs sont résumées dans le tableau III.2 ci-dessous.

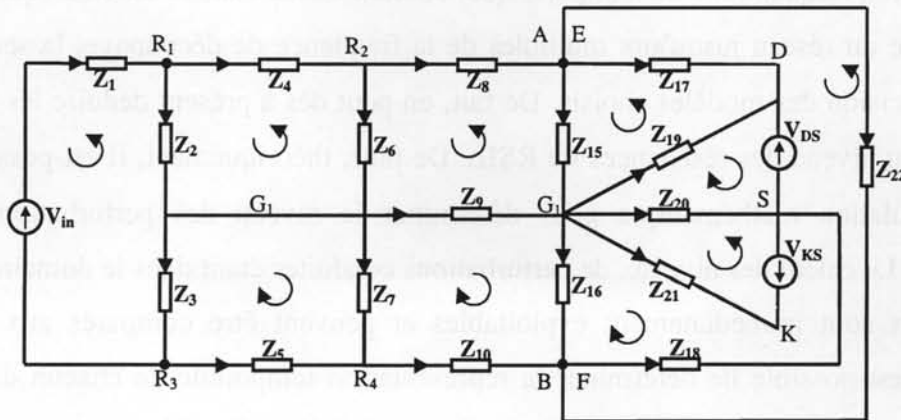
Condensateurs	$C_{DG1}$	$C_{SG1}$	$C_{KG1}$	$C_{AG1}$	$C_{BG1}$	$C_{EG1}$	$C_{FG1}$
Valeur (pF)	42	≈200	≈100	35	35	47	≈250

**Table III.2.** Valeurs des condensateurs parasites.

Les condensateurs parasites  $C_{SG1}$ ,  $C_{KG1}$ , et  $C_{FG1}$  sont difficiles à déterminer car plusieurs capteurs de mesures du circuit de commande sont connectés aux points F, K et S. Malgré toutes les précautions prises, l'estimation théorique de ces valeurs restait hasardeuse. De fait nous les avons estimées par mesure.

**III.2.3.c. Modèle en régime harmonique.**

On obtient finalement un modèle complet à base de composants passifs et de sources de tensions où chacun des éléments peut maintenant être mis sous une forme dépendant de la fréquence. Celui-ci est présenté figure III.11 ci-dessous.



**Figure III.11.** Schéma équivalent.

$$\begin{array}{lllll}
 Z_1 = L_{in} & Z_2 = Z_3 = C_1 & Z_4 = Z_5 = L_N & Z_6 = Z_7 = C_N + Z_N & Z_8 = L_{R2B} + M_{AB} \\
 Z_9 = L_{G1G2} & Z_{10} = L_{R2B} + M_{AB} & Z_{15} = C_{EG1} // C_{AG1} & Z_{16} = C_{FG1} // C_{BG1} & Z_{17} = L_b + L_{ED} \\
 Z_{18} = L_{FS} & Z_{19} = C_{DG1} & Z_{20} = C_{SG1} & Z_{21} = C_{KG1} & Z_{22} = C_{in}
 \end{array}$$

La mise en équation de ce schéma équivalent donne l'expression mathématique suivante (III.8).

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ V_{DS} \\ V_{KS} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{C1} & -Z_2 & Z_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Z_2 & Z_{C2} & 0 & -Z_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_3 & 0 & Z_{C3} & 0 & -Z_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Z_6 & 0 & Z_{C4} & Z_9 & -Z_{11} & 0 & 0 & 0 & -Z_{11} & 0 \\ 0 & 0 & -Z_7 & Z_9 & Z_{C5} & 0 & -Z_{12} & 0 & 0 & Z_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -Z_{11} & 0 & Z_{C6} & 0 & -Z_{19} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{12} & 0 & Z_{C7} & Z_{20} & Z_{20} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{19} & Z_{20} & Z_{C8} & Z_{20} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{20} & Z_{20} & Z_{C9} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -Z_{11} & Z_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{C10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_8 \\ I_{10} \\ I_{17} \\ I_{18} \\ I_{Vds} \\ I_{Vks} \\ I_{23} \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

avec

$$\begin{aligned}
 Z_{C1} &= Z_1 + Z_2 + Z_3 & Z_{C5} &= Z_7 + Z_9 + Z_{10} + Z_{16} & Z_{C8} &= Z_{19} + Z_{20} \\
 Z_{C2} &= Z_6 + Z_4 + Z_6 & Z_{C6} &= Z_{15} + Z_{17} + Z_{19} & Z_{C9} &= Z_{20} + Z_{21} \\
 Z_{C3} &= Z_3 + Z_5 + Z_7 & Z_{C7} &= Z_{16} + Z_{18} + Z_{20} & Z_{C10} &= Z_{15} + Z_{16} + Z_{22} \\
 Z_{C4} &= Z_6 + Z_8 + Z_9 + Z_{11} & & & & 
 \end{aligned}$$

### III.2.4 Commentaires.

Nous disposons à présent d'un outil mathématique qui permet de déterminer la décomposition fréquentielle de n'importe quel courant inclus dans le schéma équivalent depuis la fréquence du réseau jusqu'aux multiples de la fréquence de découpage, la seule limitation étant la précision des modèles choisis. De fait, on peut dès à présent déduire les perturbations conduites au niveau des résistances du RSIL. De plus, théoriquement, il est possible d'utiliser cette formulation mathématique pour déterminer le niveau des perturbations en régime permanent. Le calcul des niveaux de perturbations conduites étant dans le domaine fréquentiel, les résultats sont immédiatement exploitables et peuvent être comparés aux normes. Par ailleurs, il est possible de déterminer la représentation temporelle de chacun des courants à partir de sa représentation fréquentielle (si l'on souhaite vérifier l'évolution temporelle d'une grandeur).

Reste maintenant à vérifier si les hypothèses faites pour réaliser ce modèle fréquentiel sont vérifiées. C'est ce que nous allons voir dans le paragraphe suivant dans lequel nous allons effectuer une caractérisation théorique des perturbations à l'aide du présent modèle et nous en comparerons les résultats avec d'autres moyens de modélisation plus classiques ainsi que des résultats pratiques.

### **III.3 Caractérisation des perturbations conduites.**

#### **III.3.1 Validité du modèle.**

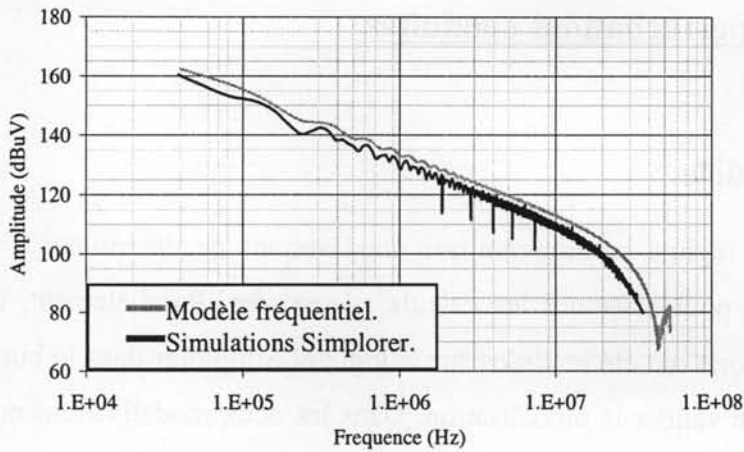
Le modèle mathématique en régime harmonique que nous venons de déterminer a été implanté sur le logiciel Mathcad pour effectuer les calculs nécessaires. Parallèlement, des simulations dans le domaine temporel ont été réalisées sur le logiciel Simplorer dans le but de comparer les résultats permettre de valider la modélisation. Dans les deux modélisations nous avons considéré des comportements identiques. Pour ce faire, nous avons fixé, pour les deux modes de simulation, des temps de commutation identiques et constants (rendant la durée de simulation et l'espace mémoire nécessaires acceptables).

Les figures III.12 et III.13 ci-après présentent le contenu spectral de la source de perturbations  $V_{DS}$  et celui de la tension aux bornes d'une résistance de mesure du RSIL pour chacun des deux modes de prédétermination des perturbations conduites.

#### **Remarques.**

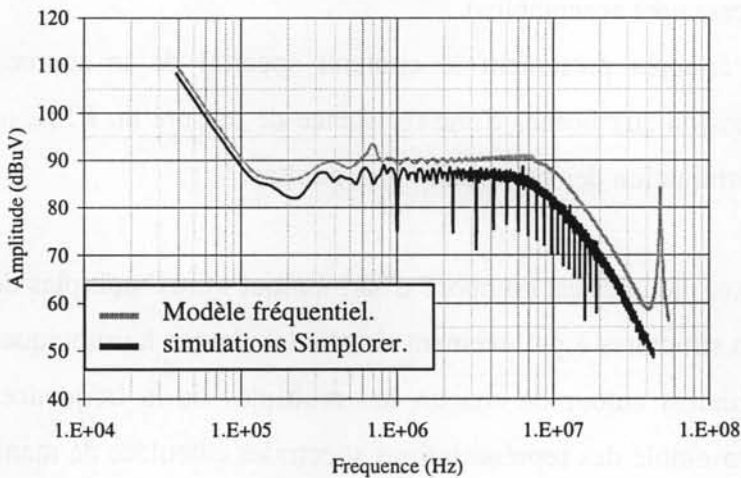
Le contenu spectral des signaux modulés est composé d'harmoniques tous multiples de la fréquence de base. Dans le cas des structures à prélèvement sinusoïdal chaque harmonique est multiple de 50Hz avec des maximums autour de chacun des multiples de la fréquence de découpage. En ce qui concerne l'ensemble des représentations spectrales calculées de manière informatique dans ce travail (Mathcad pour le modèle et Simplorer pour la simulation temporelle), seules des enveloppes fonctions de ces maximums sont présentées sur les graphiques. Ces enveloppes seront soit égales aux maximums autour de chaque multiple de la fréquence de découpage, soit égales à une sommation quadratique pour les comparaisons avec les relevés pratiques. Ce dernier point permet de prendre en compte la fenêtre de mesure de l'analyseur de spectre, qui dans la norme est de 10kHz (ce qui comprend plusieurs raies multiples de 50Hz).





Conditions de simulations :  
 Fronts fixes de 20ns.  
 $P_{out}=800W$   
 $V_{in}=230V_{eff}$   
 $V_{out}=380V$  (constant)  
 Pas de calcul :  
 $T_{min}=20ns$   
 $T_{max}=30ns$   
 Sélection des maximums de chaque multiple de la fréquence de découpage.

Figure III.12. Comparaison simulation temporelle et modèle fréquentiel de  $V_{DS}$ .



Conditions de simulations :  
 Fronts fixe de 20ns  
 $P_{out}=800W$   
 $V_{in}=230V_{eff}$   
 $V_{out}=380V$  (constant)  
 Pas de calcul :  
 $T_{min}=20ns$   
 $T_{max}=30ns$   
 Sélection des maximums de chaque multiple de la fréquence de découpage.

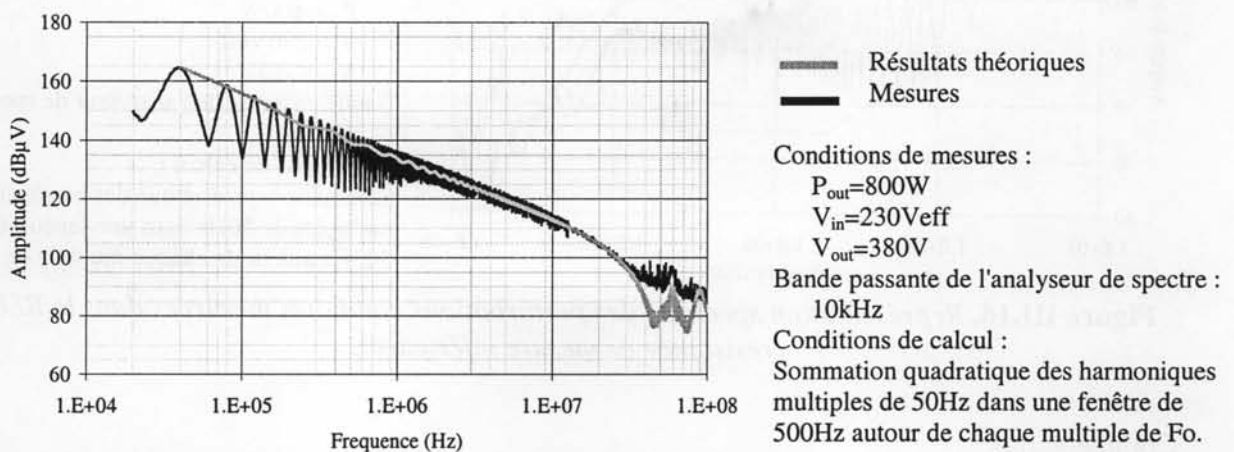
Figure III.13. Comparaison simulation temporelle et modèle fréquentiel des perturbations conduites mesurées aux bornes du RSIL.

### Commentaires.

La comparaison entre les représentations spectrales des sources et des niveaux de perturbations conduites calculées par les deux méthodes ne laisse apparaître que quelques différences. Il y a principalement un écart de 2dB entre les calculs théoriques et les simulations temporelles. Cela provient du fait que la simulation a une légère dispersion de la fréquence de découpage due au pas de calcul minimum alors que le calcul théorique est exact et est un majorant. Au niveau des représentations spectrales des perturbations conduites, on peut remarquer un écart dans les fréquences de coupure de chacun d'eux. Cet écart est plus difficilement justifiable. Ces résultats permettent tout de même de valider nos hypothèses de départ et nous pouvons affirmer que jusqu'à une gamme de fréquence assez élevée les résultats sont comparables. Ceci confirme notre principe de modélisation à base de sources de tension.

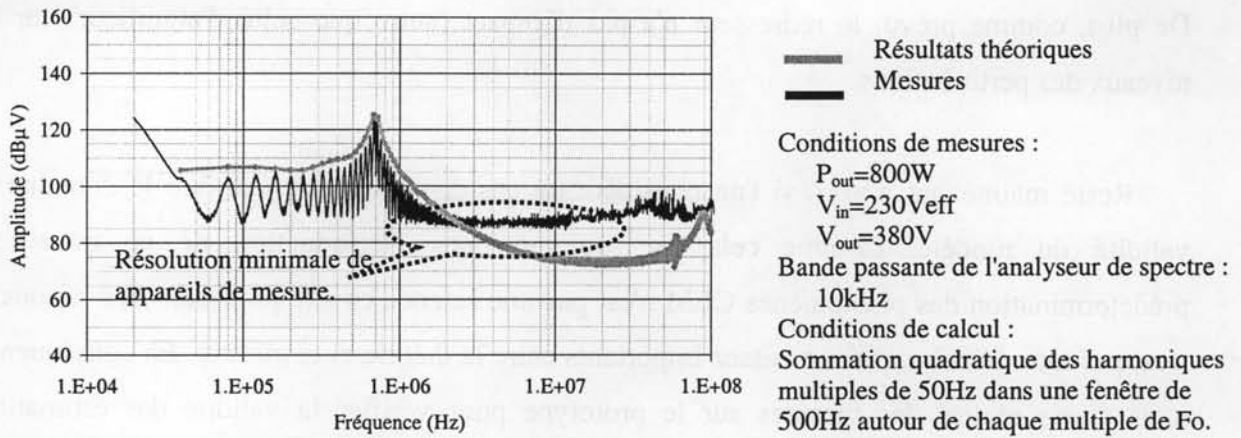
De plus, comme prévu, le redresseur n'a pas d'impact (autre que celui d'aiguilleur) sur les niveaux des perturbations.

Reste maintenant à voir, si l'on considère un cas concret, quel peut être le domaine de validité du modèle. Comme cela fut souligné dans l'introduction de ce travail, la prédétermination des phénomènes CEM n'est pas une science exacte pour bien des raisons. Il n'est pas rare de voir des écarts assez importants entre la théorie et la mesure. En conséquence, nous avons réalisé des mesures sur le prototype pour vérifier la validité des estimations théoriques. Les figures III.14, III.15 et III.16 ci-après présentent trois relevés pratiques en les comparant avec les prédictions théoriques du modèle fréquentiel. Dans le cas de cette structure, nous nous sommes limités à ne comparer que l'une des deux mesures aux bornes des résistances du RSIL car celles-ci sont identiques. De plus, pour valider le modèle, seul l'une des deux est nécessaire.

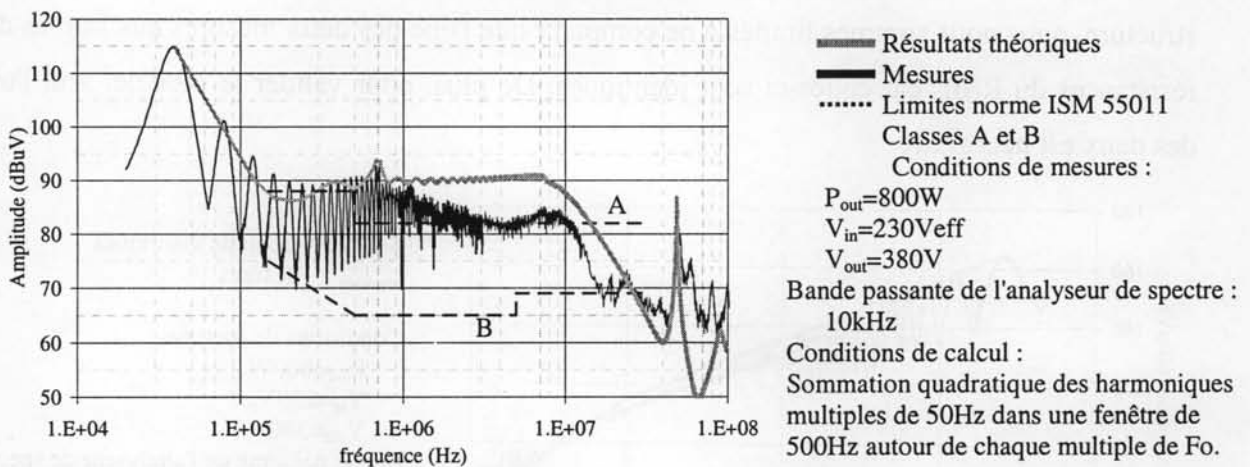


**Figure III.14.** Représentation spectrale de la tension drain source  $V_{DS}$  du MOSFET.

Dans le cas des mesures des sources de perturbations, nous avons utilisé un dispositif de mesure spécifique permettant de limiter l'addition de phénomènes capacitifs parasites (de l'ordre de 1.5pF). En revanche, cet appareil de mesure étant limité dans sa bande passante, les composantes hautes fréquences du spectre (supérieure à 70-80MHz) ne sont pas visibles.



**Figure III.15.** Représentation spectrale de la tension  $V_{KS}$  aux bornes de la charge.



**Figure III.16.** Représentation spectrale des perturbations conduites mesurées dans le RSIL (résistance de mesure inférieure).

### Commentaires.

Comme on peut le voir, le modèle fréquentiel donne des résultats corrects tant au niveau de la caractérisation des sources de perturbations qu'en ce qui concerne la validité de la démarche puisque la comparaison des niveaux de perturbations conduites pratiques et théoriques est très bonne en basse fréquence et proche en haute fréquence.

La source de perturbation principale  $V_{DS}$  est correctement caractérisée sur une grande plage de fréquence. En ce qui concerne les hautes fréquences (au-dessus de 50MHz), la fiabilité du modèle peut être mise en cause. Cependant il est fort probable que cela provienne d'un effet de dispersion dû à l'asservissement (voir second chapitre) auquel peut être ajouté un certain bruit associé aux limitations des appareils de mesure.

En ce qui concerne la source de perturbation  $V_{KS}$ , là encore la comparaison ne laisse apparaître que les limitations de nos appareils de mesure.

Si l'on regarde le contenu spectral les perturbations conduites mesurées et calculées aux bornes de l'une des résistances du RSIL (la résistance inférieure), on constate une bonne concordance entre les deux spectres dans la partie basse fréquence (de 40kHz à 1MHz). En revanche et c'est un peu surprenant à ce niveau de fréquence, on note un écart important entre la théorie et la pratique pour les fréquences supérieures. Nous avons cherché plusieurs interprétations possibles. Les pistes les plus sûres mettent en cause la valeur des condensateurs parasites liés à la présence des capteurs de la carte de commande. Leur évolution en fonction de la fréquence pourrait engendrer ce type de comportement. De plus, les modèles des composants passifs que nous avons choisi restent très simples et ne permettent pas d'obtenir des niveaux de modélisation assez fins. Toutefois, malgré cet écart entre 1MHz et 10MHz difficilement justifié, le reste du spectre est assez cohérent. Dans la partie haute du spectre, les phénomènes résonants parasites haute fréquence dus aux éléments parasites sont présents ce qui confirme l'intérêt d'une modélisation des composants parasites du montage et l'intérêt d'une modélisation globale des phénomènes.

A la vue de ces résultats théoriques et pratiques satisfaisants compte tenu de la complexité de la structure et de son mode de fonctionnement, nous pouvons dire que nous avons là un modèle fréquentiel certes approximatif (par hypothèse) mais globalement intéressant pour l'étude fréquentielle des perturbations conduites dans ce type de convertisseur.

L'estimation de ces niveaux de perturbations ne se justifie que si elle sert à la mise en conformité d'une structure ou à l'étude des phénomènes. Notre modèle étant valable, nous allons maintenant l'utiliser pour remplir ces tâches.

### **III.3.2. Comparaison avec les normes.**

Dans le cas présent, La modélisation des perturbations conduites a été réalisée dans le but de permettre une comparaison avec les normes en vigueur. De fait les conditions d'étude correspondent aux spécifications de la norme ISM 55011. Celle-ci donne les valeurs limites (moyenne ou quasi-crêtes) des perturbations conduites à ne pas dépasser dans certaines conditions de mesures. Celles-ci ont été présentées au premier chapitre et sont décrites en référence.

#### Remarques.

La norme CISPR 16 indique la correspondance entre les valeurs limites quasi-crêtes (normatives) et les valeurs maximales (que nous calculons ou mesurons) en fonction de plusieurs critères dont la fréquence de répétition du signal de base (voir annexe de la norme

[CISPR16-N]). Dans le cadre de cette application, la fréquence de répétition est 50Hz ce qui correspond à un écart de 9dB entre les valeurs quasi-crêtes et les valeurs maximales. Dans ce travail nous ne considérerons que les valeurs maximales ce qui revient à augmenter les limites normatives de 9dB. Le report de ces limites est fait dans le relevé théorique et pratique des perturbations conduites de la figure III.16.

#### Commentaires.

Il est clair que la conception actuelle de ce redresseur mono-interrupteur monophasé en conduction continue ne satisfait pas la norme sur une grande partie du spectre. Dès les premières raies à 160kHz et plus, nous sommes au-dessus des limites. Aussi, cela nécessite une étude approfondie des sources de perturbations et des chemins de propagation pour cerner les origines des problèmes, de quels types sont-ils et que peut-on faire pour y remédier.

C'est l'objet des paragraphes suivants qui proposent une caractérisation complète des perturbations conduites dans le cas de ce redresseur.

### **III.3.3. Caractérisation des perturbations conduites.**

La caractérisation des perturbations conduites dans ce convertisseur va être facilitée par l'utilisation de notre outil de modélisation car il permet de rapidement prendre en compte tout type de modification pouvant éclairer la compréhension.

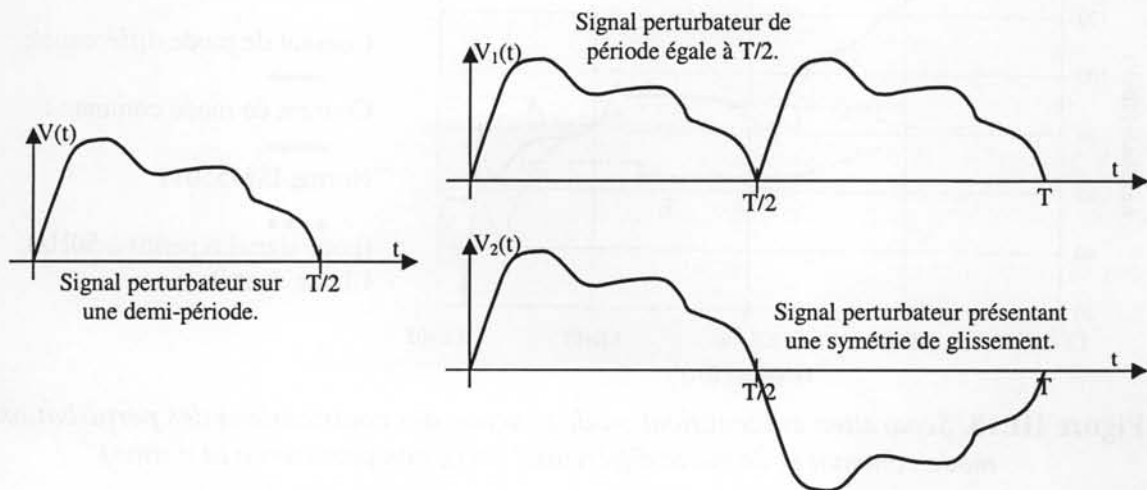
Nous connaissons les sources de perturbations, les chemins de propagation et les victimes. De fait, a priori, il nous est possible de déterminer entièrement les niveaux de perturbations conduites comme cela a été présenté au paragraphe précédent. En revanche, pour l'instant, nous n'avons aucune information sur le type de perturbations conduites (CMC ou CMD) et encore moins sur les causes de l'évolution de ces perturbations.

Or, il devient nécessaire maintenant de voir ce qu'il en est précisément si l'on souhaite réduire efficacement les perturbations conduites générées par la structure. En effet, prenons l'exemple d'une démarche de conception d'un filtre d'entrée [Nave-L, Costa-A1]. La méconnaissance du type de perturbation ne permet pas de définir préalablement quels seront les éléments à ajouter pour le filtrage des perturbations de type mode commun ou mode différentiel qui ne sont pas traités de la même manière. Or, comme nous l'avons vu au second chapitre, il n'est pas toujours facile de séparer chacune des composantes à l'issue d'une mesure ou d'un calcul théorique.

En fait, dans le cas du redresseur mono-interrupteur monophasé, nous sommes face à une particularité fort intéressante. Il se trouve que les composantes mode commun et mode

différentiel sont entièrement découplées et caractérisables indépendamment l'une de l'autre. Certes, les sources de ces perturbations sont communes mais, et c'est là l'une des originalités de cette structure, leurs chemins de propagation sont différents et présentent des particularités intéressantes.

Nous l'avons dit, les sources de perturbations peuvent être modélisées sur une demi-période basse fréquence (par exemple  $V(t)$  figure III.17 ci-dessous). De fait, ces sources ont une fréquence de 100Hz. Si l'on regarde les courants de mode commun, ces derniers se propagent à travers des phénomènes capacitifs parasites. En conséquence, ces perturbations sont elles aussi périodiques et présentent une symétrie de glissement à  $T/2$  ( $V_1(t)$  figure III.17). En revanche, les courants de mode différentiel circulent à travers les câbles d'alimentation et en particulier à travers le redresseur à diodes. Celui-ci réoriente la direction du courant à chaque demi-période. De fait, vu du RSIL (la victime), ces perturbations ne présentent pas la même symétrie de glissement et forme un signal dont la fréquence est 50Hz ( $V_2(t)$  figure III.17). Ceci a pour conséquence de concentrer les perturbations de mode commun aux multiples de 100Hz alors que les perturbations de mode différentiel se retrouveront uniquement sur les raies multiples de 50Hz et qui plus est impaires car le signal présente une symétrie de glissement ( $V_2(t+T/2)=-V_2(t)$ ).



**Figure III.17.** Représentation des fonctions à symétrie de glissement.

Ces commentaires peuvent être démontrés mathématiquement par le calcul de la décomposition en série de Fourier de signaux périodiques représentés figure III.17. Soit un signal de base  $V(t)$  de période  $T/2$ .

Soit  $V_1(t)=V(t).[1+u(t-T/2)]$

$$V_1(n) = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{T/2} V(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega \cdot t} \cdot dt + \int_{T/2}^T V(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega \cdot t} \cdot dt \right] \quad (\text{III.9})$$

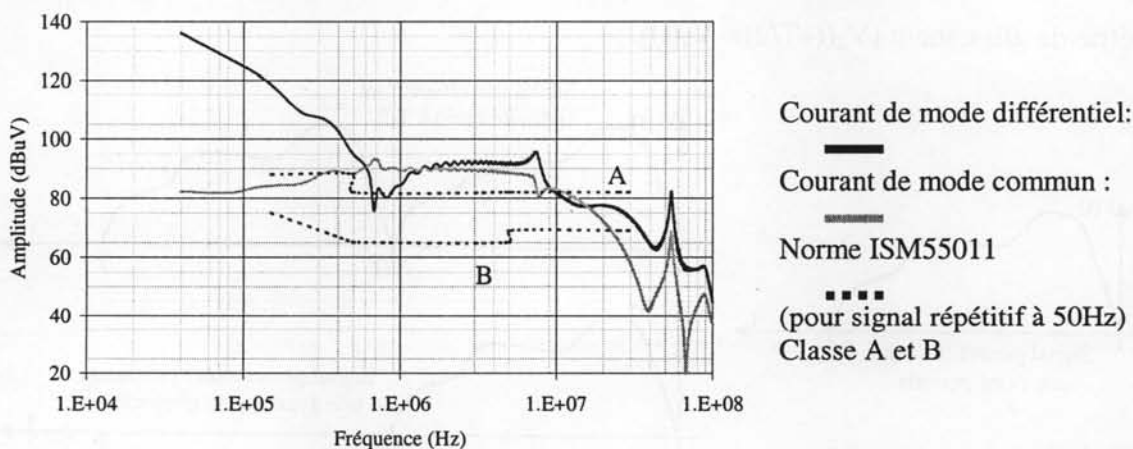
en faisant un changement de variable  $t'=t-T/2$  dans la seconde intégrale, on obtient

$$V_1(n) = \frac{1}{T} \cdot [1 + e^{-j \cdot n \cdot \pi}] \cdot \int_0^{T/2} V(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega \cdot t} \cdot dt \quad V_1(2p+1)=0 \quad (\text{III.10})$$

$$V_2(n) = \frac{1}{T} \cdot [1 - e^{-j \cdot n \cdot \pi}] \cdot \int_0^{T/2} V(t) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \omega \cdot t} \cdot dt \quad V_2(2p)=0 \quad (\text{III.11})$$

De fait, pour un signal redressé (courant de mode commun), on obtient annulation des raies impaires et pour un signal alternatif (courant de mode différentiel) on obtient l'annulation des raies paires.

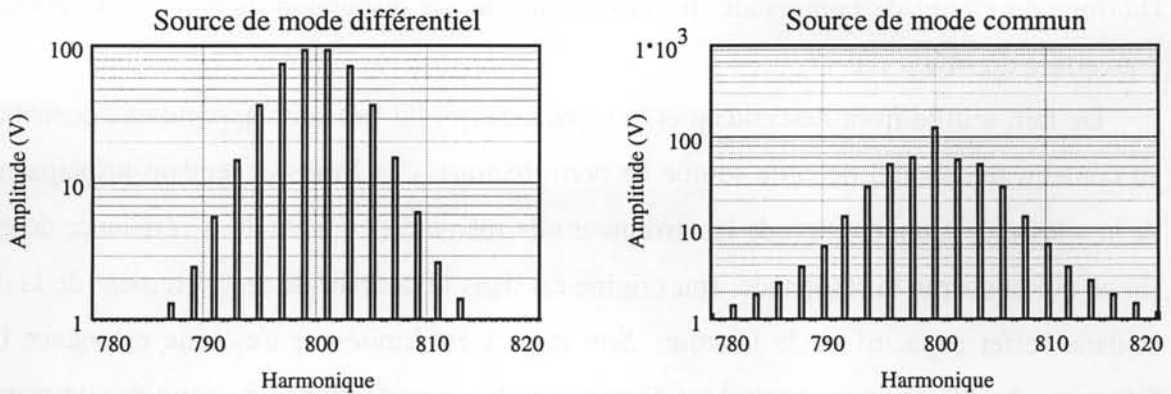
En conséquence, il est possible de dissocier dans notre modèle analytique la contribution de chacune des perturbations de mode commun et de mode différentiel. Ceci est représenté figure III.18 ci-dessous. Dans ce relevé, nous avons retiré le condensateur de filtrage  $C_{in}$  pour pouvoir quantifier la totalité des perturbations conduites avant filtrage.



**Figure III.18.** Séparation et identification de chacune des contributions des perturbations de mode commun et de mode différentiel (avec comparaison à la norme).

Cette remarque justifie la nécessité de modéliser le contenu spectral des sources de perturbations en tenant compte des effets de la MLI comme nous venons de le faire. En effet, les niveaux de chaque raie, paire ou impaire, n'est jamais le même. De fait, c'est comme si nous étions en présence de deux sources de perturbations différentes, l'une de mode commun et l'autre de mode différentiel, chacune avec des composantes et des niveaux d'harmoniques différents. Cela est tout à fait visible avec l'illustration ci-après figure III.19 où sont

représentées dans le cas de la présente modélisation, les raies autour de la fréquence de découpage des sources équivalentes de mode différentiel et de mode commun.



**Figure III.19.** Amplitudes des raies autour du premier multiple de la fréquence de découpage d'une source de "mode commun" et d'une source de "mode différentiel".

Ce comportement facilite grandement l'étude des perturbations conduites de par cette singularité. De fait, il devient possible de déterminer de manière théorique le comportement de chacune des sources et de chacun des chemins de propagation de mode commun, et de mode différentiel, de manière quasi indépendante.

Nous allons maintenant nous intéresser à la contribution et à l'explication des phénomènes mis en jeu dans les sources de perturbations et les chemins de propagation.

### III.3.3.a. Les sources de perturbations.

Les cellules de commutation sont à l'origine des problèmes. Ce sont elles qui génèrent les perturbations de tous types (conduits ou rayonnés) dans les convertisseurs d'électronique de puissance. Dans le cas de cette structure, nous les avons identifiées comme étant les variations de potentiel des points chauds de la cellule de commutation du hacheur élévateur et de la charge. Ces sources ont des comportements réellement différents dont les effets sont incontestablement plus important pour la DDP  $V_{DS}$  aux bornes de l'interrupteur. Voyons ce qu'il en est pour chacune d'elles :

#### Source $V_{DS}$ .

Cette source de perturbation excite les deux types de chemins de mode commun et de mode différentiel. Elle est caractérisée par des fronts et des résonances amorties. Ce sont principalement les fronts qui constituent la majeure partie du contenu spectral de cette source de perturbations. La contribution de chaque élément formant la DDP  $V_{DS}$  est fortement dépendante des lois de commande et du point de fonctionnement de la cellule. Ici, la loi de commande MLI (décrite dans la première partie de ce chapitre) a une synchronisation en début



de période. Comme nous l'avons souligné en fin du second chapitre, cela signifie que l'occurrence des instants de commutation à la fermeture du MOSFET est synchronisée sur l'horloge du circuit de commande. Il s'ensuit un effet de dispersion du front correspondant à l'ouverture du MOSFET.

De fait, seul le front descendant et la résonance qui lui fait suite apporte une contribution au contenu fréquentiel de cette source de perturbations. Ces fronts dépendent principalement de la vitesse de commutation de l'interrupteur elle-même dépendante de la résistance de grille. En ce qui concerne la résonance, son origine est dans le courant de recouvrement de la diode et dans l'effet capacitif de la jonction. Son impact est limité car c'est une résonance haute fréquence dont le contenu spectral est dispersé par les imperfections du circuit de commande.

#### Source $V_{KS}$ .

Cette source est à base de résonances amorties dont les effets sont aussi variables et atténués pour les mêmes raisons que précédemment. De fait, seules les résonances synchronisées sur la fermeture de l'interrupteur ont une influence sur le contenu fréquentiel de cette source de perturbations. La plus rapide est due au courant de recouvrement de la diode. Son effet est ici plus important car une bonne partie de l'inductance de résonance se trouve aux bornes du filtre capacitif de sortie. En ce qui concerne la résonance basse fréquence, son origine est dans la qualité de l'impédance du filtrage de la cellule de commutation. Si l'on regarde l'évolution de son impédance en fonction de la fréquence on voit clairement une résonance à la fréquence de 800kHz. C'est cette même résonance qui est ici à l'origine de ce phénomène. A chaque commutation, ce dipôle reçoit un front de courant égal au courant commuté. Il en absorbe toutes les composantes sauf celles correspondant à son impédance maximale. Ce problème déjà remarqué dans l'optimisation des cellules commutation, se retrouve aujourd'hui de nouveau comme un inconvénient. A travers ces observations, on peut constater que cette source de perturbation puise ses effets dans les imperfections du condensateur de filtrage. Aussi, si l'on peut garantir un filtrage de sortie de qualité où ces phénomènes résonants sont très atténués, on peut éliminer cette source de perturbations du modèle équivalent.

#### **III.3.3.b. Les chemins de propagation.**

En ce qui concerne l'étude des chemins de propagation, les commentaires que l'on peut faire sont de manière générale prévisibles car les phénomènes importants restent assez classiques et comparables à l'étude de structures plus simples.

#### Chemins de mode différentiel.

Pour les chemins de propagation de mode différentiel, c'est bien évidemment l'inductance  $L_b$  qui joue un rôle prépondérant. Si l'on regarde l'évolution des perturbations de mode différentiel (figure III.18), on remarque tout d'abord une décroissance des harmoniques due d'une part à l'augmentation de l'impédance de l'inductance jusqu'à sa première résonance et d'autre part à la réduction du niveau de la source de perturbation. Après cette résonance, l'inductance  $L_b$  se comporte comme un condensateur et les perturbations de mode différentiel restent pratiquement constantes jusqu'à ce que les éléments parasites hautes fréquences viennent en réduire les composantes. En effet, ceux-ci forment un filtre du second ordre composé des inductances de câblage entre le convertisseur et le RSIL  $L_{AR2}$ ,  $L_{BR4}$  et les condensateurs parasites localisés autour du pont redresseur  $C_{AG1}$ ,  $C_{BG1}$ ,  $C_{EG1}$ ,  $C_{FG1}$ . Le dernier phénomène caractéristique correspond à une forte résonance haute fréquence entre l'inductance parasite de câblage  $L_{FS}$ , les condensateurs parasites du redresseur et le condensateur parasite  $C_{SG1}$ . Celle-ci correspond à un circuit bouchon qui empêche tout recyclage des perturbations les renvoyant donc vers le RSIL. Ceci est illustré figure III.20 ci-dessous (schéma équivalent simplifié ne tenant pas compte de  $V_{KS}$ ) avec  $Z_{16}$ ,  $Z_{18}$ ,  $Z_{20} + Z_{21}$  montée en triangle, et dans l'équation de transformation III.12.

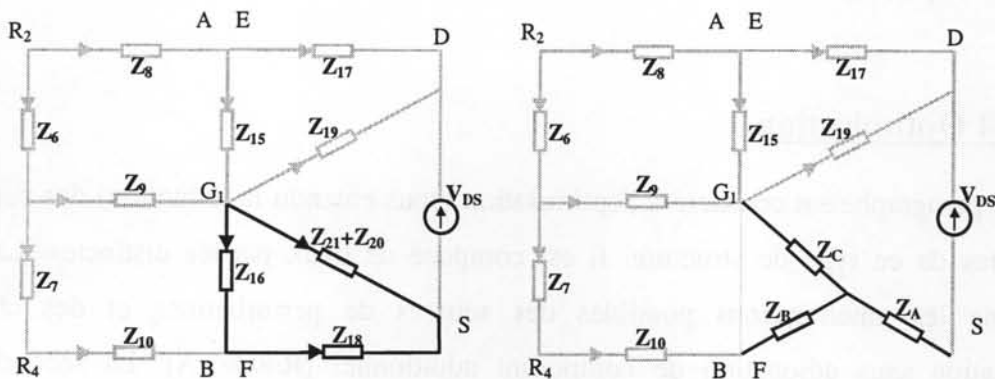


Figure III.20. Transformation du schéma électrique équivalent.

Si l'on considère un schéma équivalent en étoile, on distingue tout à fait la présence du circuit bouchon  $Z_C$

$$Z_C = \frac{Z_{16} \cdot (Z_{21} + Z_{20})}{Z_{16} + Z_{21} + Z_{20} + Z_{18}} = \frac{\text{numérateur}}{j((L_{FS}) \cdot \omega - (\frac{1}{C_{AG1} + C_{FG1}} + \frac{1}{C_{SG1} + C_{KG1}}) \omega)} \quad (\text{III.12})$$

Le dénominateur laisse apparaître la présence du circuit bouchon.

### Chemins de mode commun.

En ce qui concerne les chemins de propagation de mode commun, la majeure partie des perturbations provient de la capacité parasite localisée au point chaud "D" de la cellule de commutation. De fait la montée en fréquence correspond à une réduction de l'impédance de cet élément associée à une baisse du niveau des perturbations générées par la source ce qui se traduit par des niveaux de perturbations constants sur une large partie du spectre. Comme pour les perturbations de mode différentiel, ce sont les éléments parasites qui jouent les rôles essentiels en hautes fréquences avec des phénomènes comparables (filtrage HF et résonance).

En ce qui concerne les chemins de propagation de mode commun liés à la source de perturbations  $V_{KS}$ , là encore, ce sont des condensateurs parasites ( $C_{KG1}$  et  $C_{SG1}$ ) qui, sous l'effet de la fréquence, proposent un chemin.

Nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, les niveaux de perturbations conduites créées par cette structure sont bien supérieures à la norme. De plus nous pouvons maintenant mesurer l'impact et l'origine de chaque contribution grâce au modèle que nous venons de présenter. Le paragraphe suivant s'attache à proposer des moyens simples qui peuvent permettre de réduire ces contraintes à travers l'optimisation des sources de perturbations et des chemins de propagation.

### **III.4 Optimisation.**

Ce paragraphe est consacré à l'optimisation (sous entendu la réduction) des perturbations conduites de ce type de structure. Il est composé de deux parties distinctes. La première concerne les améliorations possibles des sources de perturbations et des chemins de propagation sans adjonction de composant additionnel [Roudet-A]. La seconde est une application de la méthode fréquentielle pour le calcul et le choix d'un filtre permettant de satisfaire les contraintes dictées par la norme haute fréquence (ISM55011) dans le cas de ces structures.

#### **III.4.1. Optimisation structurelle.**

Pour réduire les perturbations conduites nous pouvons agir de trois manières différentes :

- Réduire les sources de perturbations.
- Augmenter l'impédance des chemins de propagation.
- Réduire la susceptibilité des victimes.

Cette dernière action n'est pas envisageable puisque nous travaillons avec un RSIL dont la susceptibilité est calibrée. En revanche, il est possible de regarder quelles peuvent être les actions envisageables sur les autres possibilités.

### III.4.1.a. Les sources de perturbations.

Nous l'avons vu, les sources de perturbations génèrent deux types de signaux perturbateurs : les fronts finis et les résonances amorties dont les apparitions sont caractérisées par la fréquence de découpage et les rapports cycliques.

#### Les fronts.

L'occurrence des fronts forme des portes dont le contenu spectral est vaste et particulièrement important en basse fréquence. Comme cela a été présenté au second chapitre, l'amplitude des premières raies est vraisemblablement non modifiable car fonction du point de fonctionnement de la structure. En revanche, la suite du spectre est dépendante des caractéristiques des fronts dont les effets peuvent être réduits.

La réduction des fronts permet de réduire le spectre plus rapidement (décalage de l'atténuation de  $-40\text{dB}$  par décade vers le bas du spectre). Toutefois cette action augmente les pertes en commutation et va à l'encontre des performances de la structure.

Comme nous l'avons présenté au second chapitre, il est possible de réduire l'amplitude des harmoniques hautes fréquences en dispersant l'occurrence des instants de commutation au cours de la période HF soit par l'utilisation de commande à fréquence variable soit en désynchronisant les fronts par rapport à l'horloge de la fréquence découpage.

Il est aussi possible d'agir sur la dérivabilité des fronts pour en réduire le spectre HF. Ceci fait l'objet d'un travail intéressant [Reby-T] sur une autre application mais dont la démarche reste valable pour tout type de front. L'exemple qui découle de cette observation correspond au mode de fonctionnement en commutation à résonance où les perturbations sont réellement réduites [Costa-A2] (les fronts étant alors des arches de sinusöide infiniment dérivables).

#### Les résonances amorties.

En ce qui concerne les phénomènes résonants, le meilleur moyen de les atténuer consiste à réduire tous les éléments parasites de la cellule de commutation. Pour des raisons technologiques, ceci est impossible dans bien des cas. Nous pouvons néanmoins émettre quelques commentaires.

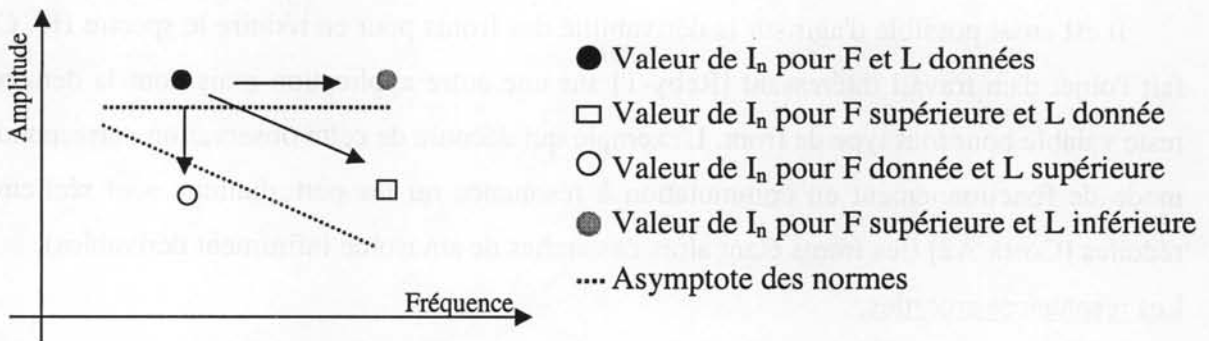
Comme dans le cas des fronts, les effets de dispersion de l'occurrence des résonances permettent de substantielles réductions.

Par ailleurs, l'optimisation du filtre d'entrée reste importante. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, la qualité de l'impédance du filtre est prépondérante. Dans notre cas, l'association de deux condensateurs différents crée un circuit bouchon qui se traduit par une oscillation faiblement amortie (uniquement par les résistances internes) entre les deux condensateurs. Cette oscillation provoque une ondulation de la tension de sortie qui se propage à travers tous les chemins de mode commun. Ainsi, autant que faire se peut, il est préférable de choisir un condensateur de qualité plutôt que deux condensateurs dont l'action reste spécifique.

La fréquence de découpage.

Le choix de la fréquence de découpage relève d'un aspect philosophique. Si la plupart des concepteurs cherchent à augmenter la fréquence de découpage des structures de conversion pour en réduire l'encombrement, on s'entend souvent à dire que cela permet du même coup de réaliser des gains en terme de composants liés au filtrage CEM. En fait, si le critère CEM n'est rien d'autre que la conformité aux normes, ce n'est pas toujours la meilleure solution. Nous pouvons illustrer ceci par le graphique ci-après où seul le premier harmonique HF du courant est considéré.

A la vue de ce graphique, on constate que selon le type de norme en vigueur, l'augmentation de la fréquence de découpage à composants donnés ne signifie pas toujours que l'on va pouvoir respecter les normes. L'augmentation systématique de  $F$  peut définitivement être un problème vis à vis des normes.



**Figure III.21.** Evolution du premier harmonique selon le choix  $F_0 - L$ .

On peut donc dire qu'à valeurs de composants passifs données, l'augmentation de la fréquence de découpage n'est pas automatiquement synonyme de réduction CEM. De fait, si cela est possible, il peut être préférable de maintenir une fréquence de découpage faible. Certaines applications [Dujari-A] placent la fréquence de découpage de telle manière que celle-ci ou l'un de ses multiples soit juste en deçà de la limite inférieure en fréquence de la

norme. Néanmoins, le problème de fond subsiste puisque la perturbation existe même si elle n'est pas concernée par la norme.

### III.4.1.b. Les chemins de propagation.

L'étude et l'optimisation des chemins de propagation pourraient faire l'objet d'une thèse à part entière. Nous nous limiterons ici à présenter certains effets et à démontrer l'intérêt de la prise en compte des phénomènes parasites.

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, ce sont principalement les phénomènes parasites qui dictent les contenus fréquentiels des perturbations conduites des structures. Il semble donc évident que la réduction ou du moins l'optimisation de certains d'entre eux permettrait de réaliser de substantielles réductions.

#### Chemins de propagation de mode différentiel.

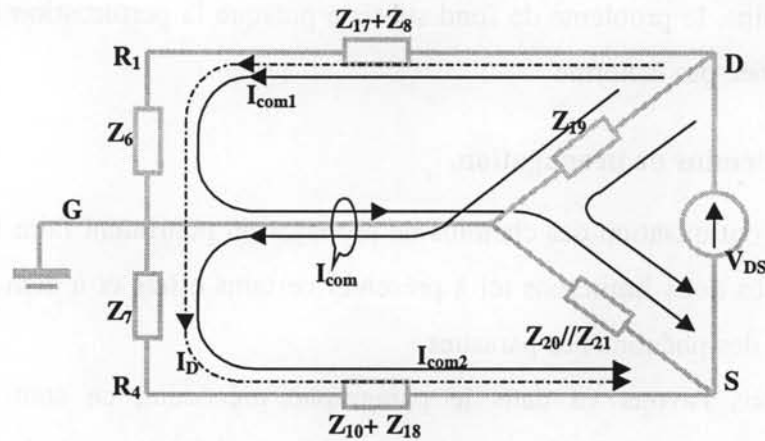
En ce qui concerne les chemins de propagation de mode différentiel, c'est l'inductance  $L_b$  qui semble être la pièce maîtresse. Nous pouvons dire que le choix du couple fréquence de découpage, inductance reste prépondérant et qu'il doit tenir compte non seulement du design de l'inductance elle-même (à travers la valeur de l'ondulation HF) mais aussi du niveau des perturbations émises.

L'emplacement dans le domaine fréquentiel de sa première résonance est déterminant pour la partie supérieure du spectre. De cette remarque découle la nécessité de correctement réaliser ce composant en prenant soin de limiter les effets capacitifs.

Dans la partie haute du spectre, c'est dans l'optimisation des éléments parasites proches de la cellule de commutation que doit se faire l'essentiel du travail. Comme nous venons de le voir dans le paragraphe précédent à travers la caractérisation des perturbations, c'est la présence d'un circuit bouchon qui pose problème (voir figure III.20). Un bon moyen pour décaler ce problème vers le haut du spectre (>30MHz) peut être de réduire au maximum les valeurs des composants parasites formant le circuit bouchon et en particulier l'inductance  $L_{FS}$ .

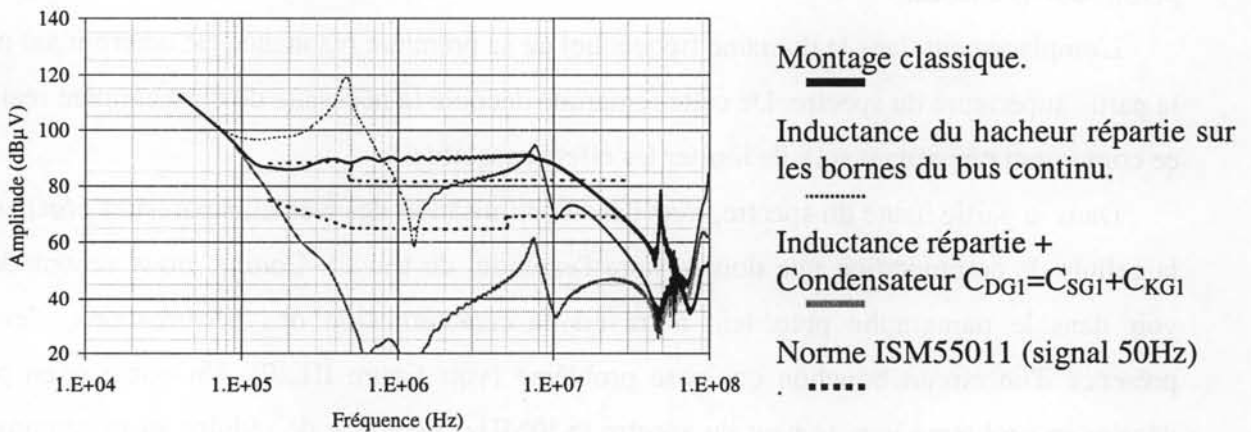
#### Chemins de propagation de mode commun :

Comme pour les chemins de mode différentiel, ce sont les éléments parasites qui régissent les principaux effets des chemins de propagation de mode commun. Toutefois, dans ce cas, il semble intéressant de considérer les chemins de manière globale. La figure III.22 ci-après présente un schéma simplifié des chemins de propagation de mode commun où seule  $V_{DS}$  est considérée ( $V_{KS}$  étant supposée négligeable).



**Figure III.22.** Schéma simplifié des chemins de propagation.

On remarque alors que les courants de mode commun  $I_{com1}$  et  $I_{com2}$  sont opposés dans le chemin de retour à la masse. De fait, si l'on peut égaliser ceux-ci (en amplitude et en phase), il n'y aura plus de perturbations de mode commun. Dans le cas de cette structure, cela peut être obtenu par la symétrisation des chemins de propagation en répartissant l'inductance du hacheur élévateur sur les deux branches du bus continu "E" et "F". Ensuite, selon l'égalité des condensateurs parasites, il est possible d'obtenir théoriquement de bons résultats. La figure III.23 ci-dessous en illustre les conséquences.



**Figure III.23.** Représentations spectrales des perturbations conduites dans un RSIL pour plusieurs degrés de symétrisation.

Néanmoins, dans la pratique, il reste très difficile de parvenir à une symétrisation de bonne qualité. En fait, on augmente fortement la valeur de l'inductance du circuit bouchon décrit ci-dessus ce qui a pour conséquence de réduire la fréquence de résonance et de provoquer un pic particulièrement élevé en basse fréquence autour de 450kHz. Seule une symétrisation parfaite incluant l'égalisation des valeurs des condensateurs parasites  $C_{DG1}$  et  $C_{SG1} // C_{KG1}$  donne des résultats très satisfaisants. Il serait donc possible d'envisager cette action en jouant sur la taille des plaques CI de connectique.

### III.4.1.c. Commentaires.

L'optimisation structurelle des convertisseurs est un point important. Comme nous l'avons souligné, une conception où la partie fonctionnelle est menée de front avec la partie CEM peut permettre de réaliser de substantielles économies en terme de perturbations. Par exemple, l'utilisation de systèmes de commande à effet dispersif, certes plus complexes, peut réduire le niveau des sources de perturbations. La modification des plaques CI peut faciliter la symétrisation des capacités parasites. La réduction des inductances parasites peut aussi améliorer la partie supérieure du spectre. Autant de points qu'il faudrait considérer par avance dans la réalisation pratique des structures. Toutes ces remarques restent valables et à prendre en considération lorsque la structure nécessite l'addition de filtres. Ceci fait l'objet du paragraphe suivant.

### III.4.2. Optimisation des moyens de filtrage.

Si malgré l'optimisation structurelle du convertisseur, les perturbations conduites restent trop importantes et l'utilisation d'un ou plusieurs filtres peut être nécessaire. Plusieurs travaux antérieurs font état de modélisation et d'optimisation dans le choix des valeurs des filtres et leur conception [Costa-A1, Ziogas-A4, Chen-A1, Cattadini-A]. L'objectif de ce paragraphe n'est pas de déterminer le meilleur filtre (nécessitant des critères d'optimisation complexes et des procédures itératives) mais plus simplement de définir un filtre permettant de satisfaire la norme haute fréquence en utilisant notre modèle fréquentiel. Pour ce faire, ce dernier doit être modifié pour tenir compte des nouveaux composants constitutifs des chemins de propagation. L'intérêt d'une optimisation avec ce moyen d'étude est multiple car :

L'implantation du filtre se fera en tenant compte des chemins de propagation existant avec les effets indésirables qu'ils peuvent engendrer.

Le modèle calculant à chaque itération le régime permanent, il sera donc possible de tenir compte de l'effet du filtrage sur le point de fonctionnement de la structure.

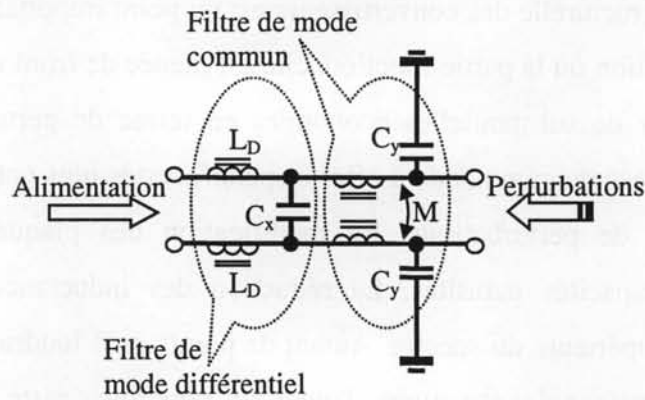
Une fois la localisation de l'harmonique hors norme faite, seule cette raie est recalculée pour définir la valeur des composants du filtre à ajouter ce qui facilite et accélère fortement la procédure de détermination des composants.

#### III.4.2.a. Choix du filtre.

Le modèle fréquentiel étant basé sur un modèle à topologie fixe, il est nécessaire de définir préalablement la structure du filtre que l'on considère. Pour pouvoir répondre à tout



type de filtrage nous avons choisi une structure classique intégrant le filtrage de mode commun et de mode différentiel. Celui-ci est décrit dans la figure III.24 ci-après.



**Figure III.24.** Topologie du filtre d'entrée (des perturbations conduites).

Chacun des composants sera caractérisé à partir d'un schéma équivalent simple tenant compte des principaux éléments parasites. Le choix de la succession des deux filtres sera étudié pour vérifier l'effet que cela peut avoir sur le filtrage (interaction avec les composants parasites).

#### III.4.2.b. Choix des valeurs.

Reste maintenant à définir quels sont les harmoniques critiques de chacune des perturbations. Pour ce faire, nous avons considéré les résultats théoriques de la figure III.18 (séparation du mode différentiel et du mode commun). Pour chacune des composantes de mode commun et de mode différentiel, les harmoniques critiques correspondent à la première raie incluse dans la norme à savoir celle à 160kHz.

Nous avons utilisé le modèle fréquentiel sur cette raie pour calculer les valeurs des composants du filtre. On obtient pour chacun des filtres les valeurs suivantes.

Filtre de mode différentiel :  $L_D=50\mu\text{H}$ ,  $C_X=2.2\mu\text{F}$

Filtre de mode commun :  $M=250\mu\text{H}$ ,  $C_Y=47\text{nF}$

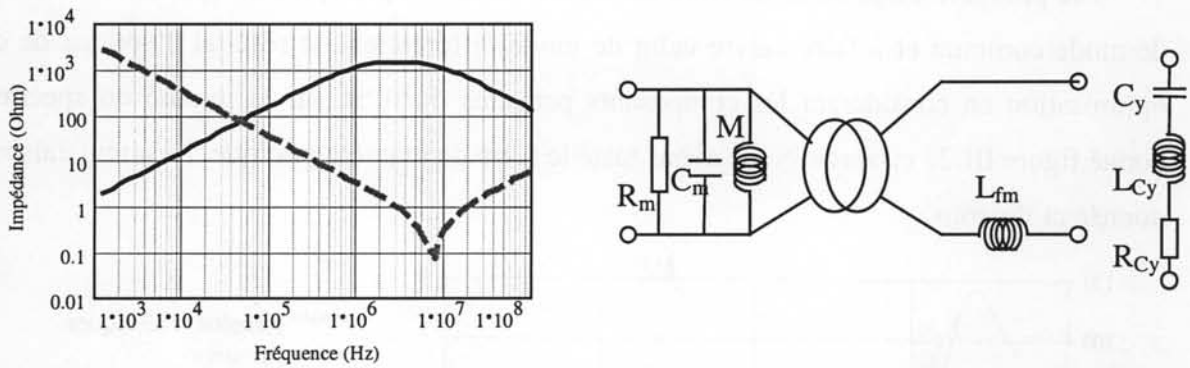
Dans cette démarche, les valeurs des deux filtres ont été calculées en présence de chacun d'eux pour permettre la prise en compte des effets de l'un sur les performances de l'autre.

Il est à noter que ces valeurs ne sont pas optimisées en terme de volume ou énergie stockée [Costa-H] mais seulement en terme de perturbations à filtrer. Par ailleurs, nous avons veillé à ne pas utiliser des condensateurs trop importants pour limiter le courant de mode commun à 50Hz et pour éviter la circulation de courant réactif non compensable avec cette structure.

Ce calcul étant fait en ne considérant que des composants parfaits, le résultat théorique sur toute la plage fréquentielle est satisfaisant. Une représentation spectrale plus réaliste consiste à intégrer les imperfections des composants des filtres. Pour ce faire nous avons réalisé les bobinages nécessaires. La caractérisation des composants de filtrage est décrite ci-dessous.

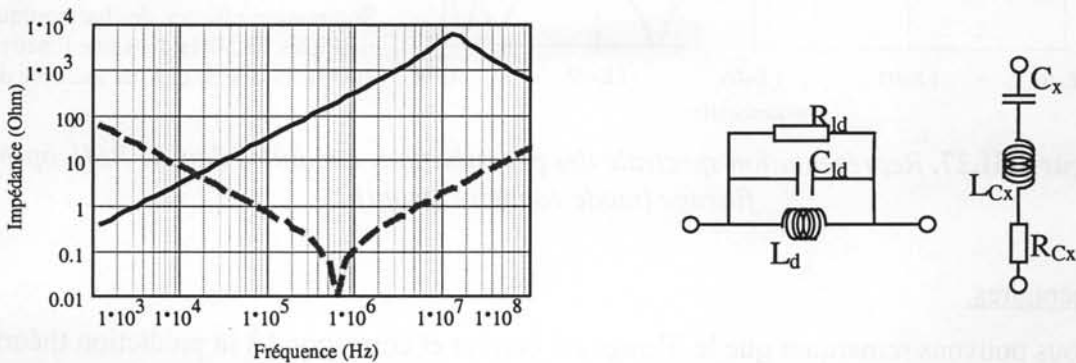
Remarque.

En ce qui concerne la réalisation des composants bobinés, il faut prendre soin de ne pas saturer le circuit magnétique. C'est particulièrement le cas pour le tore de mode commun où outre la nécessité d'un bon couplage, il est recommandé de prendre garde à ce que les courants de mode commun (BF et HF) ne fassent pas saturer le tore (ayant un  $\mu$  élevé).



**Figure III.25.** Caractéristique et schéma équivalent des composants du filtre de mode commun.

- Tore de mode commun :  $M=247\mu\text{H}$ ,  $R_m=1500\Omega$ ,  $C_m=12\text{pF}$ ,  $L_{fm}=400\text{nH}$ ,
- ..... Condensateur :  $C_y=47\text{nF}$ ,  $L_{cy}=13\text{nH}$ ,  $R_{cy}=0.03$



**Figure III.26.** Caractéristique et schéma équivalent des composants du filtre différentiel.

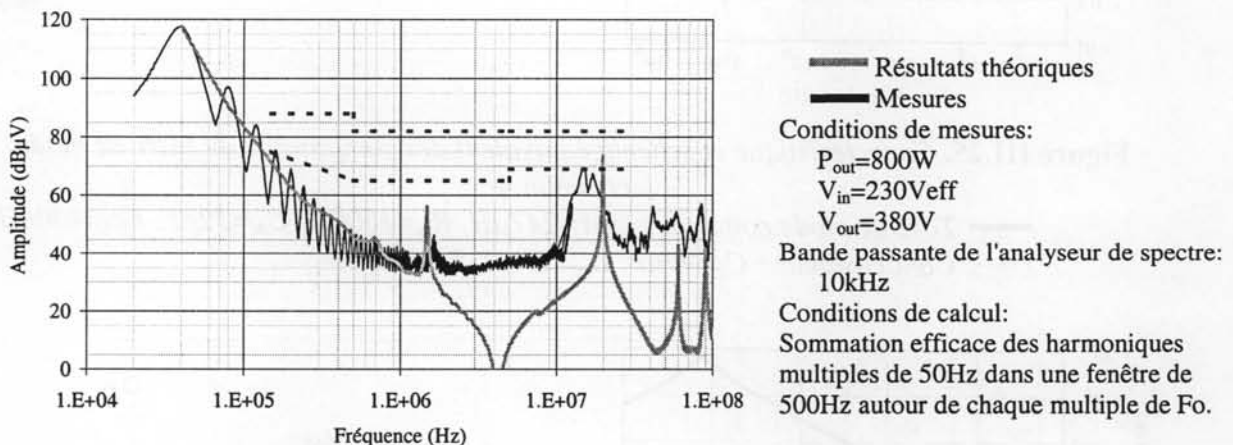
- Inductance de mode différentiel :  $L_d=51\mu\text{H}$ ,  $R_{ld}=6000\Omega$ ,  $C_{ld}=2.4\text{pF}$
- ..... Condensateur :  $C_x=2.2\mu\text{F}$ ,  $L_{cx}=30\text{nH}$ ,  $R_{cx}=0.01$

A la vue de ces caractéristiques fréquentielles, il apparaît que ces filtres seront actifs sur la totalité de la plage de fréquence qui nous intéresse (depuis la fréquence de découpage jusqu'à 30MHz et plus).

Comme nous l'avons vu dans la caractérisation des perturbations conduites, l'impact des composants physiques et des phénomènes parasites est important. L'ajout d'un filtre va faire intervenir des modifications du comportement fréquentiel et de nouvelles interactions. Aussi, nous avons voulu voir quel est l'impact de la disposition des filtres à savoir s'il est préférable de placer le filtre de mode commun en amont ou en aval du filtre de mode différentiel. Chacun d'eux fait l'objet d'un paragraphe.

### III.4.2.c. Filtrage mode commun amont.

Une première disposition du filtre consiste à placer au plus près du convertisseur le filtre de mode commun et à faire suivre celui de mode différentiel. Le résultat théorique de cette optimisation en considérant les composants parasites du filtre sur la totalité du spectre est donné figure III.27 ci-après. Nous avons testé le filtre de manière pratique. La comparaison est donnée ci-dessous.



**Figure III.27.** Représentation spectrale des perturbations conduites dans le RSIL après filtrage (mode commun amont).

#### Commentaires.

Nous pouvons remarquer que le filtrage est correct et correspond à la prédiction théorique. Comme cela est souligné à l'aide du modèle fréquentiel, plusieurs résonances hautes fréquences pourraient être problématiques. Ceci démontre que la prise en compte de l'environnement du filtre et de ses éléments parasites est essentiel et que nous ne pouvons pas uniquement nous satisfaire de l'optimisation des raies critiques.

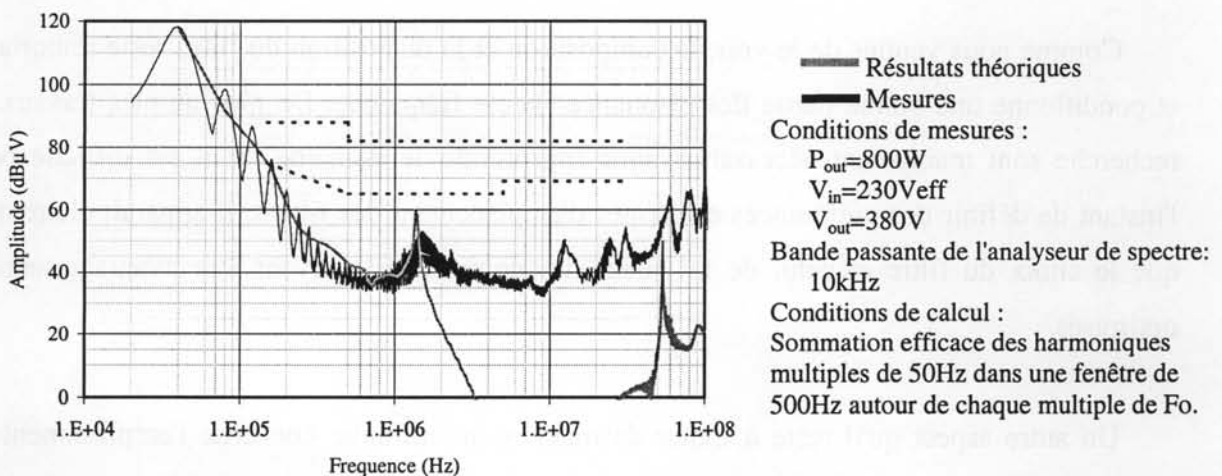
En ce qui concerne l'occurrence de ces résonances, la première est due à l'interaction entre les composants parasites des filtres de mode différentiel et de mode commun. On crée ainsi un circuit bouchon incluant les condensateurs de filtrage  $C_X$ ,  $C_Y$  et l'inductance de fuite du tore de mode commun. La seconde, quant à elle, est toujours due au problème du circuit bouchon formé par les composants parasites du montage (voir paragraphe III.4.1). Il est à noter que plus le filtre sera proche du convertisseur, plus cette résonance sera décalée vers le haut du spectre. Les pics et les amplitudes de ces résonances étant principalement dues aux composants parasites, leur estimation (et surtout leur atténuation) reste difficile.

#### Remarque.

La seconde résonance peut être fortement décalée vers les basses fréquences en plaçant un petit condensateur entre la source et la masse. Ceci a pour effet d'augmenter la valeur du condensateur  $C_{DG1}$  et donc de déplacer la résonance vers les plus faibles fréquences. Vu que les potentiels excitant le chemin se retrouvent plus faibles (pont diviseur capacitif  $C_{DG1}$  et  $C_{SG1}$ ), la résonance est plus faible et le contenu spectral en est réduit.

#### III.4.2.d. Filtrage mode différentiel amont.

Un travail identique a été réalisé en inversant les filtres et en plaçant le filtre de mode différentiel en amont. Théoriquement, cela ne change pas grand chose dans le cas idéal. En revanche en ce qui concerne les effets parasites, la configuration est différente et l'on peut augmenter le risque de circuits bouchons problématiques. Les résultats théoriques et pratiques sont donnés figure III.28 ci-dessous.



**Figure III.28.** Représentation spectrale des perturbations conduites dans le RSIL après filtrage (mode différentiel amont).

#### Commentaires.

Nous pouvons faire les mêmes commentaires que précédemment. En ce qui concerne les résonances, la résonance autour de 1.5MHz est cette fois due à un circuit bouchon assez conséquent formé de l'une des inductances du filtre différentiel  $L_d$ , les condensateurs de filtrage  $C_Y$  de mode commun et des condensateurs parasites  $C_{SG1} // C_{KG1}$ . C'était en fait la résonance problématique dans le précédent cas (au environ de 15MHz). En théorie cette résonance est faiblement amortie mettant ici clairement en évidence les limitations de nos modèles équivalents.

#### III.4.2.e. Commentaires.

Le filtrage des structures de conversion offre de réelles perspectives de recherche et d'optimisation. Nous venons de le voir à travers cette illustration, il n'est pas simple de concevoir un filtre efficace. Les résultats obtenus montre tout à fait la nécessité de prendre en compte les phénomènes parasites propre au filtre mais aussi ceux extérieurs et dépendant du convertisseur à filtrer. Ceci renforce la nécessité de considérer l'ensemble comme cela est le cas avec notre méthode d'analyse fréquentielle des perturbations conduites.

D'autres moyens d'optimisation peuvent être couplés avec cette méthodologie pour améliorer la qualité du filtrage. On peut par exemple citer une méthodologie de conception des filtres [Costa-A1] où cette méthode pourrait avantageusement remplacer la nécessaire mesure. De plus, la prise en compte du filtre dans le calcul du régime permanent réduirait le nombre d'itérations.

Comme nous venons de le voir, la composition et la disposition du filtre reste importante et conditionne une bonne partie des résonances haute fréquence. De plus amples travaux de recherche sont maintenant nécessaires pour approfondir le domaine. Si il est difficile pour l'instant de définir des préférences en termes d'emplacement des filtres, il apparaît clairement que le choix du filtre et celui de la valeur des composants peuvent être avantageusement optimisés.

Un autre aspect qu'il reste à traiter de manière approfondie concerne l'emplacement du filtre par rapport au convertisseur. L'idée consisterait à négliger l'influence du redresseur (hypothèse que nous avons faite) et à insérer le filtre entier ou une partie (la composante mode commun) entre le redresseur et le hacheur. Cette étude sera très prochainement approfondie.

### **III.5 Discussion.**

A travers cette application nous avons concrètement abordé les aspects liés à l'identification et la modélisation des sources de perturbations et des chemins de propagation du redresseur mono-interrupteur.

La modélisation des sources de perturbations reste encore délicate à l'heure actuelle car de nombreux phénomènes sont encore mal compris ou très complexe à modéliser. Néanmoins, elle reste valable et fort intéressante dans le cas de cette structure puisqu'elle apporte une modélisation correcte des sources d'excitation de mode commun et de mode différentiel.

Le développement fin du modèle nécessaire à une caractérisation correcte des perturbations ne peut être envisagée pour l'instant sans l'existence et la caractérisation préalable des composants (passifs en particulier). Des travaux de recherche sont en cours pour permettre de prédéterminer ces caractéristiques. Celles-ci pourront alors remplacer avantageusement les mesures que nous avons dues réaliser ce qui permettra de pouvoir prédéterminer les perturbations conduites de manière entièrement théorique.

En ce qui concerne la validité des résultats, nous avons pu voir que la modélisation des perturbations conduites à partir de sources de tension excitant des chemins de propagation est valable. Ceci a été démontré par la concordance des résultats entre deux méthodes de prédéterminations des perturbations. Comparés aux résultats pratiques, les résultats théoriques ont montré certaines limitations. Celles-ci n'ont pu être clairement justifiées. En revanche, la modélisation et la caractérisation des perturbations conduites reste satisfaisante autorisant une utilisation à des fins d'optimisation (donc de réduction) des niveaux des perturbations.

L'utilisation du modèle fréquentiel pour définir les moyens de filtrage nécessaire aux respects des contraintes CEM conduites apporte une solution efficace qui considère l'ensemble structure plus filtre plus environnement. De fait on obtient des estimations où sont clairement présents les effets indésirables que l'on peut constater en pratique. La prise en compte des composants additionnels dans la détermination du régime permanent facilite et réduit les calculs itératifs nécessaires. De plus, l'optimisation des niveaux de perturbations autour d'une raie critique, rendue possible grâce à une résolution fréquentielle, réduit très fortement le temps nécessaire à la détermination du filtre laissant de fait, la possibilité d'inclure d'autres critères d'optimisation.

En ce qui concerne la structure elle-même, nous avons pu constater la nécessité de modéliser de manière correcte à la fois les sources de perturbations et les chemins de

propagation. La particularité fonctionnelle et structurelle de ce convertisseur découple complètement les contributions de mode commun et de mode différentiel. Cette particularité facilite l'optimisation et la caractérisation des perturbations. Les commentaires concernant le comportement de chaque partie de la structure ont mis en évidence que de réels gains peuvent être réalisés si à la conception les critères CEM sont ajoutés aux critères fonctionnels.

Nous l'avons dit, beaucoup de travaux peuvent encore voir le jour autour de cette structure qui prend de plus en plus d'importance en tant que pré-régulateur à prélèvement sinusoïdal dans les alimentations de faible et moyenne puissance.

# **Chapitre IV**

*Le redresseur*

*En pont complet :*

*Etude et comparaisons.*

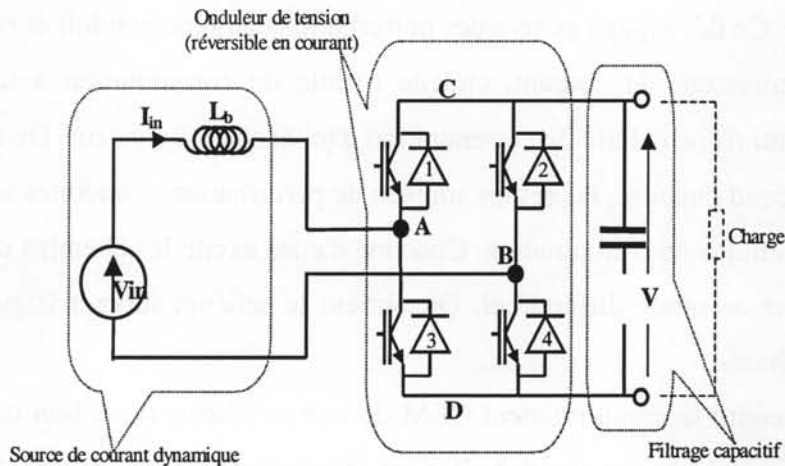




Ce quatrième chapitre présente une nouvelle application du modèle fréquentiel à travers l'étude du redresseur de courant en pont complet. La structure étudiée, complexe car de forte puissance et composée de plusieurs sources de perturbations, est étudiée ce qui nous amènera à une caractérisation des perturbations conduites dans des conditions réelles. La validité du modèle sera discutée via des comparaisons avec des relevés pratiques et des résultats de simulation temporelle. Loin d'être redondant avec le troisième chapitre, nous aborderons dans ce second exemple les aspects liés à la présence de plusieurs sources de perturbations amenées à interagir. A travers l'étude de plusieurs mode de fonctionnement nous aborderons des points spécifiques aux redresseurs en pont complet.

### IV.1 Présentation.

Le redresseur de courant en pont complet a été présenté au premier chapitre et ses caractéristiques générales d'un point de vue fonctionnel ont été abordées. Ce convertisseur utilise la structure de l'onduleur de tension et sa propriété de bidirectionnalité en courant. Associé à des filtres, nous obtenons un redresseur de courant direct. La topologie de la structure monophasée est rappelée figure IV.1 ci-dessous.



**Figure IV.1 :** *Topologie de la structure monophasée.*

Ce type de redresseur en pont complet a pour rôle d'asservir les formes d'ondes du courant d'entrée tout en effectuant le contrôle et la régulation de la tension de sortie. Pour ce faire, on procède au découpage de la tension de sortie de sorte que le courant soit comme souhaité dans l'inductance d'entrée (ou bien dans chaque phase dans le cas des structures triphasées). Nous reviendrons dans ce paragraphe sur les lois de commande MLI qui permettent de réaliser cette tâche. Le lecteur pourra, s'il le désire, compléter ses connaissances

avec les références ci-jointes [Mohan-L, Segulier-L]. L'étude et la connaissance de ces commandes sont essentielles dans la définition des sources de perturbations. En ce qui concerne les aspects structurels liés à l'étude du comportement CEM d'un onduleur, nous allons rapidement aborder quelques points qui seront utiles par la suite.

#### **IV.1.1. Fonctionnement d'une structure onduleur de tension.**

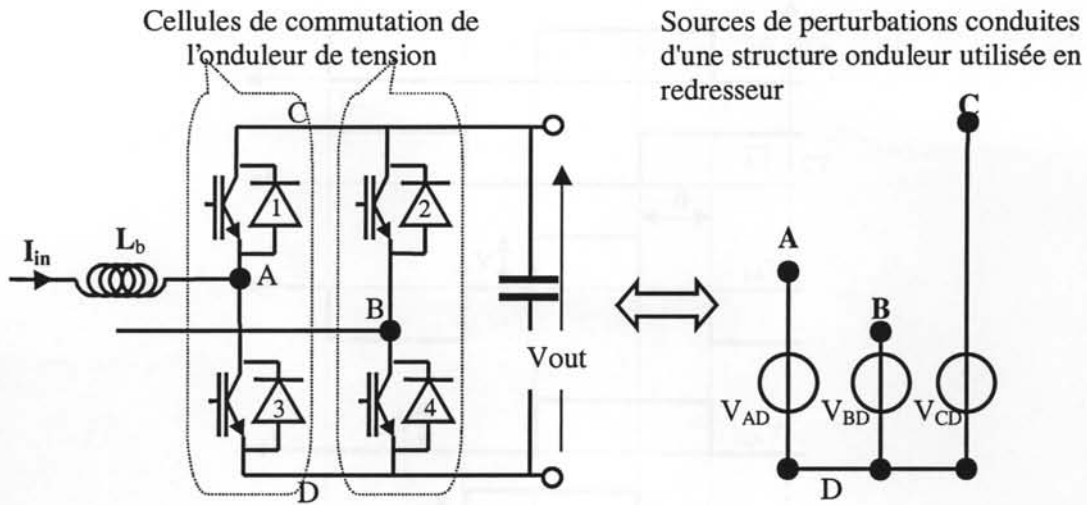
L'objectif de ce paragraphe est de présenter rapidement, et d'un point de vue CEM, quelques aspects du fonctionnement d'une structure onduleur de tension au cours d'une période de découpage. Cette structure étant la composante essentielle des redresseurs de courant en pont complet, nous proposons ici de voir sans loi de commande complexe quelques aspects importants liés à leur étude.

##### **IV.1.1.a. Comportement CEM de l'onduleur de tension monophasé.**

La structure de l'onduleur de tension, comme chaque structure de conversion, est composée de cellules de commutation. Au nombre de deux dans le convertisseur monophasé, chacune d'elles est un générateur de perturbations comme nous l'avons vu précédemment.

L'onduleur de tension, comme son nom l'indique, procède au découpage de la tension qui lui est appliquée. Ce découpage génère des perturbations de type conduit et rayonné. Lorsqu'il est utilisé en redresseur de courant, chaque cellule de commutation a un comportement comparable à celui d'une cellule de commutation d'un hacheur élévateur. De fait, comme nous l'avons vu au second chapitre, les seules sources de perturbations conduites sont les potentiels aux nœuds des cellules de commutation. Chacune d'elles excite les chemins de propagation de mode commun et de mode différentiel. On obtient le schéma suivant (figure IV.2) pour la structure monophasée.

Pour comprendre le comportement CEM du convertisseur, il est bon de représenter une structure simplifiée où chaque nœud A, B, C et D correspond à un chemin de propagation de mode commun auquel il faut ajouter les chemins de propagation de mode différentiel représentés par les phases d'alimentation. Les premiers sont matérialisés par des condensateurs parasites entre chaque nœud et la terre (ceci correspond principalement aux effets capacitifs entre la semelle du composant et le radiateur [Nave-A3, Grandi-A]). Les seconds sont les câbles d'alimentation auxquels l'onduleur est connecté via l'inductance d'entrée  $L_b$ . Ainsi, les variations de potentiel induites par les commutations contrôlent la forme du courant d'entrée  $I_{in}$  et génèrent les perturbations HF de mode commun et de mode différentiel.

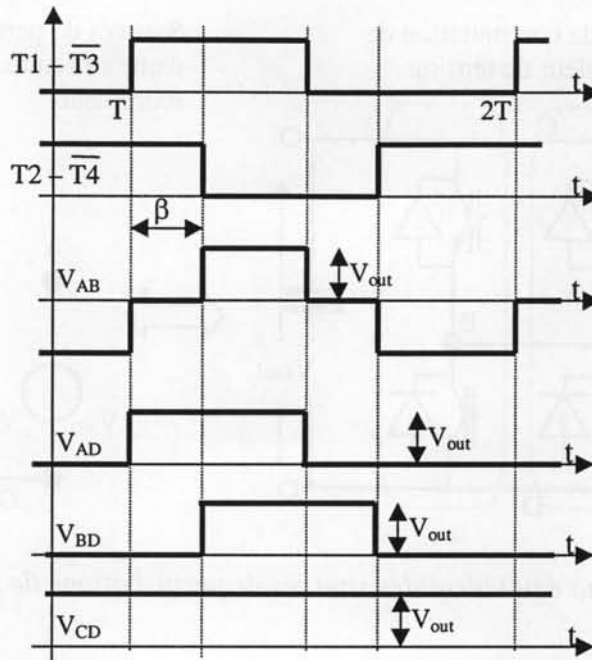


**Figure IV.2 :** Schéma équivalent des sources de perturbations de la structure onduleur.

Si l'étude des perturbations de mode différentiel est relativement facile à faire, il n'en est pas de même des perturbations de mode commun. En effet, le découpage effectué par chaque cellule provoque des variations de potentiel de chacun des nœuds. Des instants de commutation et des chemins de propagation dépend l'interaction entre les différents courants. Autant de phénomènes qui demande une attention particulière.

Pour ce faire, nous considérerons les instants de commutation des bras de l'onduleur décrit figure IV.3 dans un cas général (déphasage de " $\beta$ " entre les bras de l'onduleur). Dans la même figure est représentée l'évolution de chacun des potentiels de la structure. Nous prendrons pour référence le potentiel D de l'onduleur comme cela est le cas du schéma équivalent figure IV.2.

Comme on peut le voir sur cette figure, chacun des nœuds est fortement excité. Ces variations de potentiel sont fonction des instants de commutation  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  et du décalage entre les commandes de chaque bras " $\beta$ ". De cette observation peuvent être formulées deux remarques. Premièrement, chaque chemin de propagation est important et une identification précise est nécessaire car tous les potentiels de la structure sont susceptibles d'exciter des chemins. Deuxièmement, les instants de commutation de chacun des bras sont essentiels. Chacun de ces deux aspects fait l'objet d'un court paragraphe.



**Figure IV.3 :** Formes d'ondes et variations de potentiels des sources de perturbations.

#### IV.1.1.b. Les chemins de propagations symétriques.

Il est intéressant de souligner l'effet d'une symétrisation complète des chemins de propagation. Cela est réaliste à première vue car la structure onduleur est elle-même symétrique. Si l'on considère que l'inductance d'entrée est répartie sur chacune des phases, on est alors face à un montage parfaitement symétrique (figure IV.4). De fait, dans le cas d'une structure monophasée, les composants (physiques et parasites) sont quasi-identiques deux à deux. Pour symétriser complètement le comportement de l'onduleur, il reste alors à considérer la commande de chaque bras de l'onduleur. C'est le cas d'une commande complémentaire ( $\beta=0$ ), où la variation de potentiel de l'un des bras est complémentaire à l'autre. Dans ce cas, chaque source de perturbations voit la même impédance et crée des courants identiques mais de sens opposés ( $I_A=-I_B$ ,  $I_C=-I_D$ ). Nous sommes face à un comportement spécifique où les perturbations de type mode commun créées par l'une des sources de perturbations ( $V_{AD}$ ) sont compensées par l'autre ( $V_{AD}$ ) comme on peut le voir sur la figure IV.4 ci-dessous.

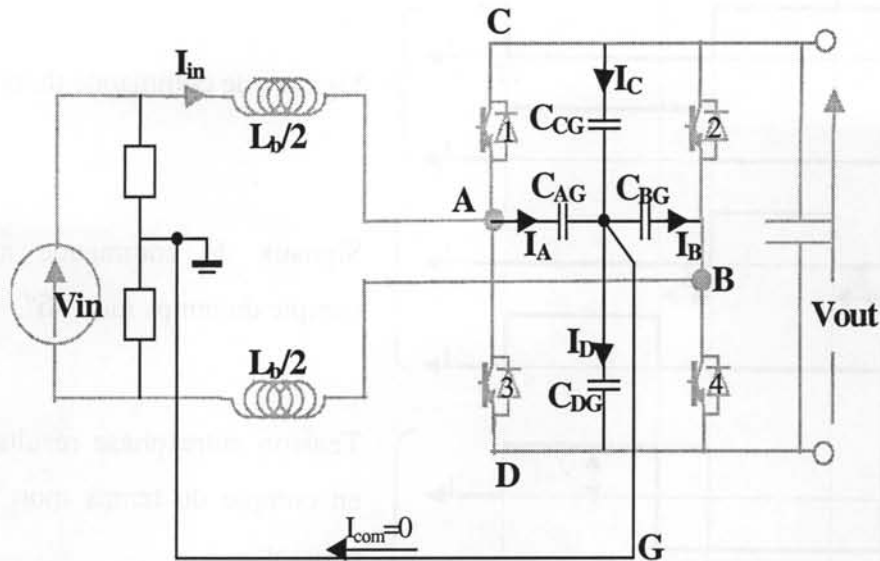


Figure IV.4 : Compensation des courants de mode commun.

On parlera du recyclage des courants de mode commun. Par exemple, à un front montant d'amplitude et de pente donnée de  $V_{AD}$  correspond un front descendant de caractéristiques identiques de  $V_{BD}$ . Les chemins de propagation étant identiques, les courants de mode commun le sont aussi en amplitude mais ils sont opposés en phase et de ce fait se compensent. Ce phénomène mis en évidence par M. Popescu [Popescu-D] confère à cette structure certaines particularités qui seront mises à profit dans ce travail.

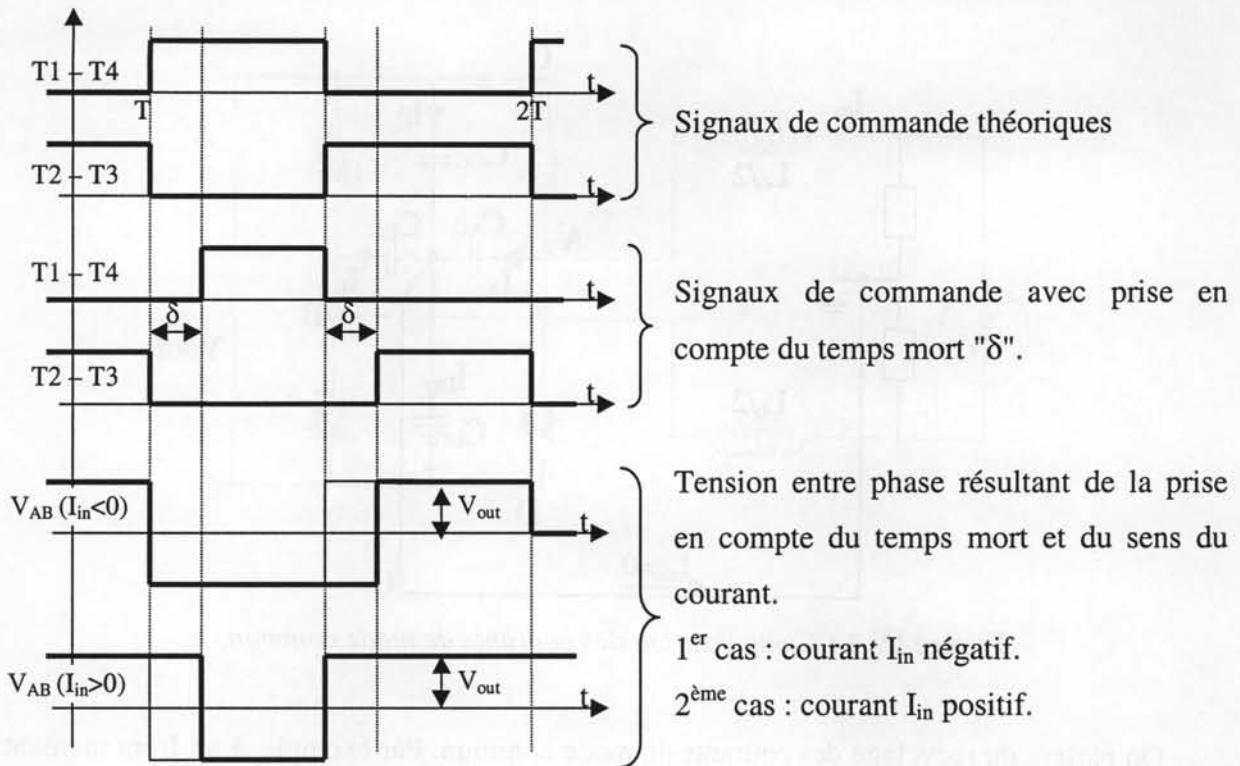
#### IV.1.1.c. Les instants de commutation.

Les instants de commutation sont dictés par les lois de commande. Cependant, il est nécessaire de prendre en compte les contraintes et limitations technologiques des convertisseurs. Deux d'entre elles sont les temps morts et la désynchronisation des instants de commutation de chacun des bras et interrupteur. Il est nécessaire de les étudier pour discerner et prendre en compte leur influence.

##### Effet du temps mort.

Dans un onduleur de tension, il doit être impossible de court-circuiter un bras (mise en conduction simultanée des deux interrupteurs du bras). De fait, on prévoit des temps morts " $\delta$ " entre chaque mise en conduction. Ils garantissent que l'interrupteur d'une cellule qui doit être ouvert l'est bien avant de fermer le second de la même cellule.

La présence de ces temps morts a un effet sur la valeur finale du rapport cyclique au cours d'une période HF. Ceci est illustré ci-dessous figure IV.5.



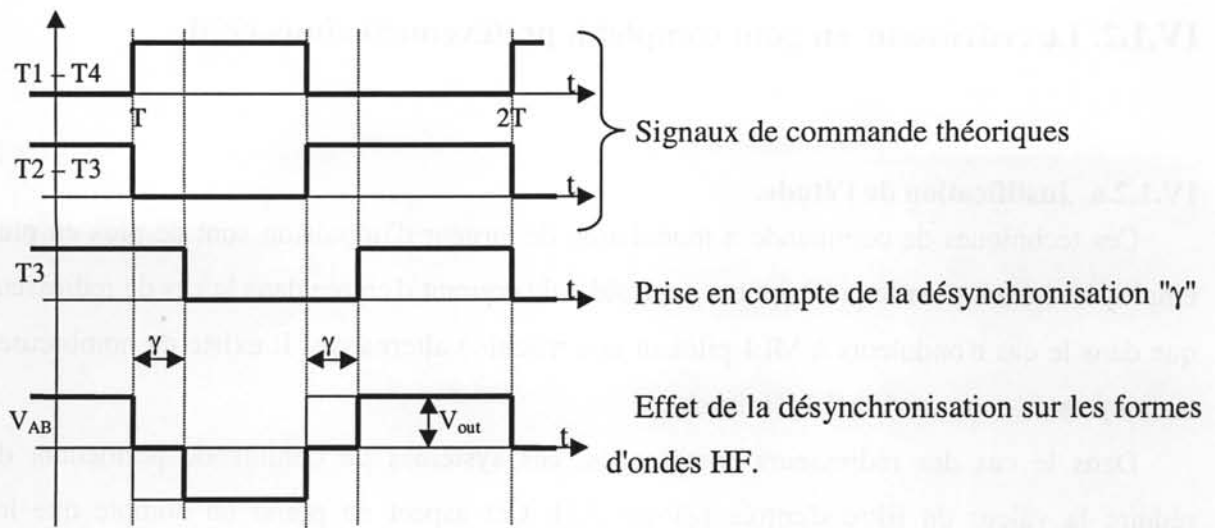
**Figure IV.5 :** Formes d'ondes d'une commutation avec temps mort.

Comme on peut le voir, le temps mort modifie la valeur des rapports cycliques. De plus, selon le sens du courant, ils apportent une contribution différente. Ceci peut provoquer des dysfonctionnements ou, en tout état de cause, des erreurs [Marroyo-A] lorsque les grandeurs ne sont pas asservies. Dans l'étude des perturbations conduites, ces phénomènes doivent être considérés.

Il est à noter que si l'on connaît le sens du courant au moment de la commutation et si l'on connaît la valeur du temps mort, il devient alors possible et facile d'en tenir compte en retranchant sa contribution dans le rapport cyclique qui se retrouve augmenté ou diminué.

#### Effet de la désynchronisation.

Dans les structures monophasées, on peut utiliser des commandes complémentaires ( $\beta=0$ ) où, à chaque commutation, les quatre interrupteurs commutent deux à deux, séparés par un temps mort. Cependant, cela n'est jamais réellement le cas car il y a toujours de petits délais entre chaque commande et action associées (différences dans les composants actifs ou dans les cartes de commande rapprochées par exemples). Ceci a pour effet de faire apparaître de petites phases de roue libre " $\gamma$ " dues au décalage entre la commutation de deux interrupteurs comme cela est présenté figure IV.6 ci-après.



**Figure IV.6 :** Formes d'ondes d'une commutation avec désynchronisation.

Ces petites désynchronisations ne peuvent pas vraiment affecter le comportement général du convertisseur car elles restent en général minimales devant la période et le rapport cyclique du montage (inférieure au pour-cent). En revanche, et c'est la raison pour laquelle nous avons présenté ce phénomène, selon la topologie et les chemins de propagation du convertisseur, cette désynchronisation peut engendrer une accentuation des perturbations conduites de mode commun dans le convertisseur. En effet, ceci joue fortement sur le phénomène de recyclage des perturbations des structures à chemins de propagation symétriques dont nous venons de parler. Puisque les commutations n'ont pas lieu en même temps, les perturbations de mode commun dues à chacune des sources ne se propagent pas au même instant et de fait ne se compensent pas ou seulement partiellement [Popescu-D]. Ce phénomène doit donc être pris en compte dans la modélisation des sources de perturbations d'un onduleur si l'on ne veut pas faire d'erreur (erreur qui tendrait à sous évaluer le niveau des perturbations).

Ces quelques remarques nous ont permis de cerner les principaux phénomènes liés à l'étude des perturbations conduites dans les redresseurs en pont complet. Les paragraphes suivants abordent les aspects commande de cette structure.



### IV.1.2. Le redresseur en pont complet à prélèvement sinusoïdal.

#### IV.1.2.a. Justification de l'étude.

Ces techniques de commande à modulation de largeur d'impulsion sont de plus en plus employées autant pour le prélèvement sinusoïdal du courant d'entrée dans le cas de redresseur que dans le cas d'onduleurs à MLI pilotant une machine alternative. Il existe de nombreuses techniques de commande MLI [Holtz-A].

Dans le cas des redresseurs commandés, ces systèmes de commande permettent de réduire la valeur du filtre d'entrée [Ziogas-A2]. Cet aspect ne prend en compte que les composantes de mode différentiel du courant d'entrée. Plusieurs études récentes [Holmes-A, Zmood-A] sur ce thème ont montré et validé cet intérêt autant dans le domaine des basses fréquences que dans celui des hautes fréquences. Ces travaux font apparaître le besoin d'une connaissance correcte des harmoniques haute fréquence.

En revanche, le découpage haute fréquence à base de commande MLI génère des fronts de tension conséquents qui créent des perturbations de mode commun particulièrement élevées. Plusieurs travaux commencent à aborder cette problématique bien connue des structures simples et qu'il faut maintenant étudier et caractériser pour les structures au fonctionnement plus complexe des redresseurs [Ladoux-A, Walsh-A].

Parallèlement à ces travaux sur les redresseurs, on retrouve des thèmes similaires dans le cas des onduleurs de tension des chaînes de traction par exemple. Plusieurs modélisations et méthodes de caractérisation des perturbations conduites de mode commun et de mode différentiel ont vu le jour [Chen-A2, Nagel-A, Grandi-A]. Ces travaux proposent des approches analytiques similaires qui permettent d'aborder le problème des perturbations conduites dans ce type de structure.

Ces études montrent bien la nécessité de s'intéresser à la modélisation et la caractérisation des perturbations conduites. Ceci justifie la modélisation qui fait l'objet de ce chapitre. Avant d'entamer la modélisation fréquentielle du convertisseur nous finirons cette première partie par une discussion sur les lois de commande MLI que nous aborderons ici.

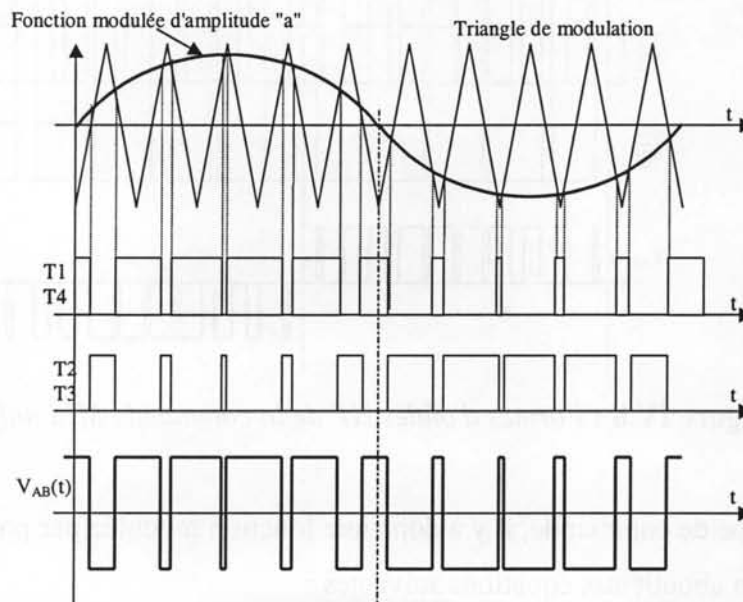
#### IV.1.2.b. Les stratégies de commande.

Nous aborderons ici trois lois de commande offrant des modes de fonctionnement différent d'un point de vue CEM. Deux d'entre elles, les plus connues ont été présentées au premier chapitre. Ce sont les lois de commande MLI bipolaire et unipolaire. Chacune d'elles présente des caractéristiques que nous allons rapidement revoir mais cette fois d'un point de

vue CEM. La troisième loi de commande que nous aborderons ici est la commande unipolaire à aiguillage. Elle propose, via une réduction du nombre de composant, un fonctionnement proche du redresseur mono-interrupteur (pouvant être intéressant selon les conditions de fonctionnement).

#### - Commande MLI bipolaire.

Dans ce type de commande, les ordres de chacun des bras sont complémentaires. Ceci nécessite une caractérisation fine tenant compte des effets des temps morts et du degré de synchronisation des bras et des interrupteurs. La figure IV.7 ci-dessous rappelle les formes d'ondes créées par le convertisseur au cours d'une période basse fréquence.



**Figure IV.7 :** Formes d'ondes HF de la loi de commande MLI bipolaire.

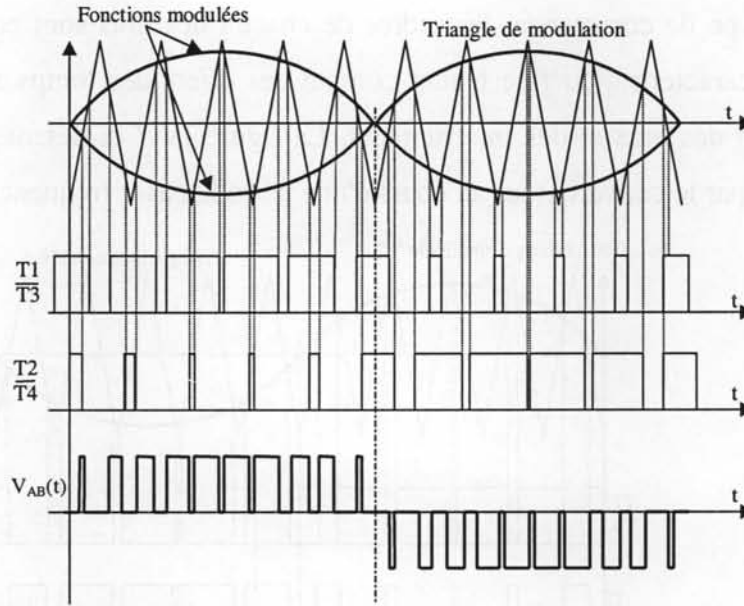
La fonction modulée nécessaire à la détermination des instants de commutation est donnée par l'équation IV.1 :

$$\alpha_{1,2,3,4}(t) = \frac{1 + a \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta)}{2} \quad (\text{IV.1})$$

Avec ce type de commande, lorsque les chemins de propagation sont symétriques, chaque potentiel du bus continu voit toujours la même impédance entre la terre et lui-même. De fait, il n'y a pas de variation et donc pas de perturbations. On procède alors au recyclage des perturbations de mode commun. Cet aspect sera mis en évidence au cours du chapitre.

- Commande MLI unipolaire.

C'est la commande de base de ce type de structure car utilisable quel que soit le nombre de phase. Chaque bras dessine la forme d'onde du courant qui correspond à la phase à laquelle il est relié. Les instants de commutation sont donc comparables à un convertisseur à décalage de phase. Ceci fait apparaître des formes d'ondes trois niveaux qui sont représenté ci-après figure IV.8.



**Figure IV.8 :** *Formes d'ondes HF de la commande MLI unipolaire.*

Dans ce type de commande, il y a donc une fonction modulée par phase. Pour la structure monophasée, on aboutit aux équations suivantes :

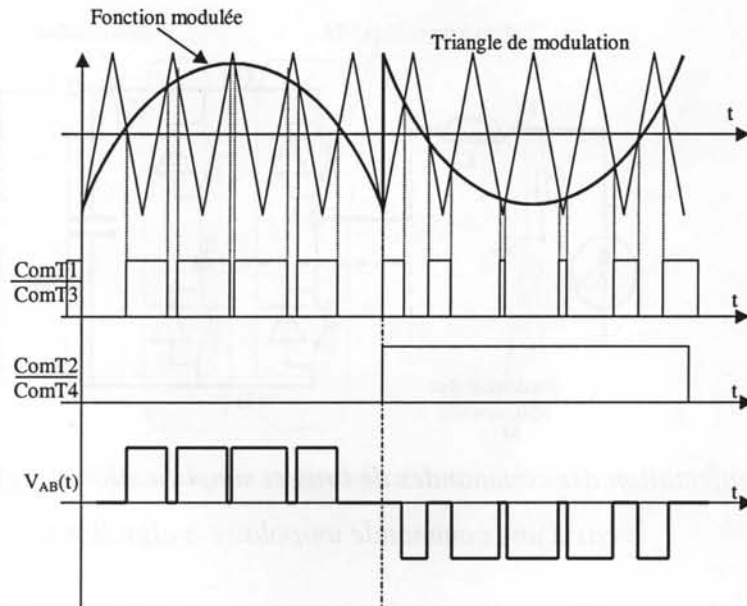
$$\alpha_{1,3}(t) = \frac{1 + a \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta)}{2} \quad (\text{IV.2})$$

$$\alpha_{2,4}(t) = \frac{1 - a \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta)}{2} \quad (\text{IV.3})$$

Avec cette commande, les perturbations de mode différentiel sont réduites d'un facteur 4 car la fréquence équivalente est double de la fréquence de découpage et la tension appliquée aux bornes de l'inductance est moitié. Cet aspect est développé dans la thèse de M. Chauchat [Chauchat-T]. En ce qui concerne les perturbations de mode commun, le système de commande faisant apparaître un fonctionnement trois états génère de fortes variations de potentiels et n'autorise pas de recyclage des courants. De fait, ce mode de fonctionnement semble plus perturbateur en terme de courant de mode commun. Cet aspect sera illustré plus loin.

- Commande unipolaire à aiguillage.

La commande unipolaire à aiguillage est une simplification de la commande unipolaire. En fait, l'un des bras de l'onduleur de tension est utilisé comme aiguilleur du courant d'entrée alors que l'autre bras procède au découpage de la tension d'entrée. Ainsi, on obtient une caractéristique trois états comme dans le cas de la loi de commande précédente. Ceci est représenté ci-dessous.



**Figure IV.9 :** Topologie de la structure monophasée.

Ce type de commande a aussi deux lois distinctes décrites par les équations ci-dessous.

Dans l'intervalle  $((0, T/2))$ ,

$$\alpha_{1,3}(t) = a \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta) \tag{IV.4}$$

$$\alpha_{2,4} = 0 \tag{IV.5}$$

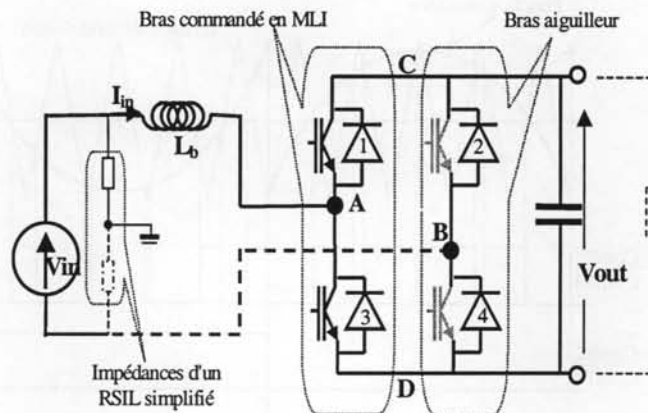
Dans l'intervalle  $((T/2, T))$ ,

$$\alpha_{1,3}(t) = 1 + a \cdot \sin(\omega_r \cdot t - \theta) \tag{IV.6}$$

$$\alpha_{2,4} = 1 \tag{IV.7}$$

Ce montage présente un intérêt important vis-à-vis de l'émission des perturbations CEM. Comme nous venons de le souligner, les variations de potentiel entre le bus continu sont peu souhaitables car très génératrices de courant de mode commun. Ici, nous proposons une solution élégante permettant de "fixer" le potentiel entre la terre et le bus continu via l'une des phases. En fait, le but est d'utiliser une topologie asymétrique en entrée (l'inductance d'entrée est sur un seul bras). De fait, le potentiel B est fixé à la terre via l'impédance du RSIL (en

pointillé figure IV.10). Cette action n'est pas parfaite car il existe toujours une impédance entre le RSIL et le potentiel B. Néanmoins les variations de potentiel de ce dernier sont réduites. Etant utilisé uniquement comme aiguilleur du courant, le bras correspondant ne commute que deux fois au cours d'une période basse fréquence et de fait, fixe du même coup la DDP entre le bus continu et la terre (si l'impédance du filtre de sortie est bonne).



**Figure IV.10 :** affectation des commandes de bras et simplification structurelle possible dans le cas d'une commande unipolaire à aiguillage.

#### Remarque.

Ce comportement original présente d'autres avantages structurels. En effet, dans le cas de figure où les quatre interrupteurs sont utilisés, on garde les mêmes possibilités de réversibilité en courant (absorption ou fourniture de courant réactif). Toutefois, si la réversibilité en courant n'est pas nécessaire (courant en phase avec la tension), on peut remarquer que seules les diodes du bras aiguilleur servent [Meyer-A]. De fait on peut purement et simplement supprimer les interrupteurs correspondant (grisés sur la figure IV.10). Le fonctionnement devient alors comparable à celui d'un redresseur mono-interrupteur où en terme de silicium, rien n'est perdu, mais plutôt mieux réparti.

On le voit, dans ce type de structure, les stratégies de commande semblent pouvoir influencer le comportement perturbateur du redresseur. Les remarques faites justifient l'étude que nous menons. La suite de ce chapitre est consacrée à la détermination du modèle fréquentiel d'une structure. Ceci permettra de caractériser les perturbations conduites permettant l'étude des phénomènes que nous venons d'aborder.

## **IV.2. Modélisation fréquentielle du redresseur.**

Dans ce paragraphe nous allons développer le modèle fréquentiel d'une structure redresseur de courant en pont complet. Pour ce faire, nous nous appuyerons sur une structure existante et correspondant à un cas pratique concret. La structure en question est un onduleur de traction pour véhicule électrique. Une étude sur le fonctionnement en redresseur de cette structure a été réalisée au laboratoire en partenariat avec Renault [Chauchat-T]. L'objectif était de réutiliser au maximum les composants de puissance du véhicule pour réaliser un chargeur de batterie à prélèvement sinusoïdal. Nous avons donc récupéré la partie puissance de cette étude à laquelle nous avons ajouté un système de commande spécifique fonctionnant en boucle ouverte. Bien que cette structure ne se présente pas comme un support facile à caractériser de part son aspect industriel (compact, intégré et peu modifiable), elle n'en reste pas moins un cas réel qui nous permettra d'appliquer et de vérifier notre modèle fréquentiel dans le but d'analyser les perturbations conduites.

### **IV.2.1 Présentation de la structure.**

#### **IV.2.1.a. Conditions d'étude.**

Comme nous l'avons vu au second chapitre, l'étude approfondie des perturbations conduites de tout appareil nécessite de prendre certaines dispositions. Notre souci premier étant de rendre compatible les structures de conversion que nous avons présentées au premier chapitre, nous proposons ici de satisfaire les conditions d'études dictées par la norme en vigueur [CISPR16-N]. De fait, nous considérerons toujours la présence d'un RSIL entre la source d'alimentation et le redresseur ainsi que la présence d'un plan de masse sous et entre chacun d'eux. Cela permet, d'une part, de faciliter la détermination des chemins de propagation, mais aussi de pouvoir facilement comparer nos calculs théoriques à des mesures pratiques normatives. Vu les puissances mises en jeu en pratique, nous utilisons un RSIL industriel dont le calibre en courant est compatible avec celui de notre application. Celui-ci est précédé d'un filtre qui aura pour but de permettre la mesure les niveaux de perturbations. On aboutit alors au schéma fonctionnel suivant :

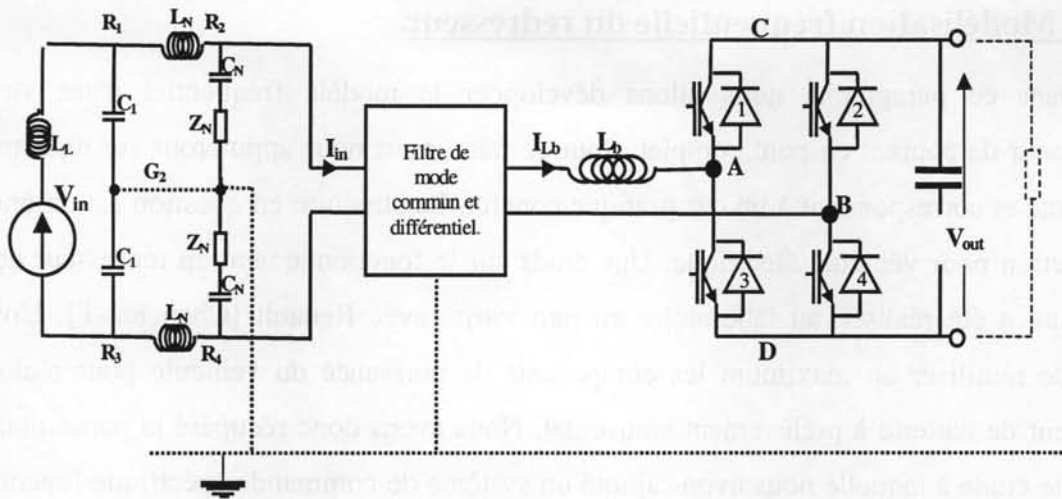


Figure IV.11 : Topologie de la structure monophasée étudiée.

En ce qui concerne la caractérisation de l'impédance entre le réseau et la terre, nous utiliserons une alimentation variable en régime de neutre isolé. De fait, côté source, les impédances entre la terre et les phases restent difficiles à estimer (succession de transformateurs et d'un régulateur à induction). L'utilisation du RSIL permet de réduire ce problème car dans le domaine des hautes fréquences, le filtre d'entrée de cet appareil fixera l'impédance qui sépare chacune des phases de la terre (condensateurs  $C_1$  de  $8\mu\text{F}$  entre phases et terre).

#### IV.2.1.b. Descriptif du convertisseur.

Construit pour faire partie de la chaîne de traction d'un véhicule électrique, la structure onduleur que nous utilisons dans cette application est très nettement surdimensionnée pour notre étude. Ses caractéristiques font état d'une structure en pont triphasée 40kVA montée sur un refroidisseur à eau, la connectique étant assurée par des bus barres. Chacun des modules de puissance comprend un IGBT 400A/600V et une diode montée en antiparallèle. Le bus continu est filtré par l'intermédiaire d'un bloc de sept condensateurs de technologie électrolytique, montés en parallèle, affichant une capacité globale de 4.7mF sous 400V. L'ajout d'inductance d'entrée, associée à une source d'alimentation monophasée variable, forme une source de courant dynamique basse fréquence. Comme nous l'avons signalé, un RSIL est inséré entre chacune d'elle pour assurer la mesure des perturbations. Enfin, la charge est une résistance et peut être modélisée par un circuit LR fortement inductif.

#### IV.2.1.c. Choix du mode et du point de fonctionnement - dimensionnement théorique.

Le choix du point de fonctionnement est conditionné par la puissance à fournir et la tension de sortie désirée. Pour cette étude, nous utilisons un réseau 127/220V<sub>eff</sub> pour alimenter notre redresseur. Le point de fonctionnement a été choisi arbitrairement et a pour valeur :

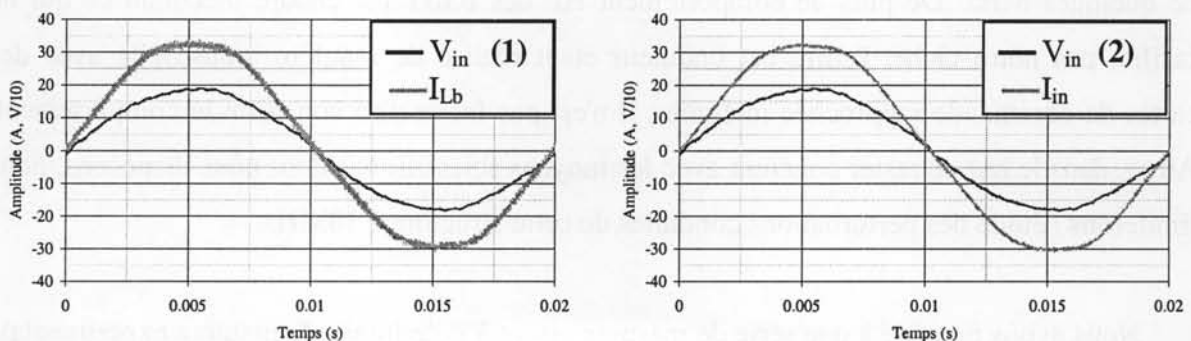
Tension de sortie:  $V_{out} = 300V$

Puissance de sortie :  $P_{out} = 3kW$ .

Dans l'étude pratique, nous nous sommes limités à l'utilisation d'une loi de commande MLI bipolaire. La fréquence de découpage est fixée à  $F_o=1/T_o=20kHz$  car l'onduleur que nous utilisons n'est pas fait pour fonctionner à des fréquences élevées compte tenu de la puissance de dimensionnement (technologie des IGBT et fonctionnement à 6kHz en traction [Chauchat-A]). L'ondulation maximale de courant dans l'inductance est d'environ 4A crête-crête. Dans le cas d'une commande MLI bipolaire, l'inductance doit être d'environ 2mH.

#### IV.2.1.d. Fonctionnement pratique avec commande bipolaire.

Le montage a été réalisé et testé pour le point de fonctionnement choisi (sans asservissement du courant d'entrée et de la tension de sortie). Ci-dessous sont présentés les résultats pratiques concernant la qualité harmonique basse fréquence du courant d'entrée. Ces résultats sont associés aux formes d'ondes du courant et de la tension d'entrée.



**Figure IV.12 :** Relevés pratiques de la tension et du courant avant (1) et après (2) filtrage ( $V_{in}=130V_{eff}$ ,  $V_{out}=300V$ ,  $P_{out}=3.1kW$ ).

On peut constater que le prélèvement sinusoïdal du courant d'entrée est de bonne facture compte tenu du fonctionnement en boucle ouverte.

#### IV.2.1.e. Conditions d'application du modèle fréquentiel.

Pour pouvoir utiliser le modèle d'analyse fréquentielle sur cette structure, il faut au préalable voir si les hypothèses nécessaires à la validation du modèle sont respectées. Tout



d'abord, cette structure fonctionnera en conduction continue au cours de la période basse fréquence permettant de connaître chaque phase de fonctionnement. Par ailleurs, la tension de sortie sera maintenue constante au cours de la période BF grâce à un filtrage performant. Le comportement haute fréquence à base d'un découpage en MLI pourra facilement être caractérisé.

#### **IV.2.2. Modélisation des cellules de commutation.**

Dans le précédent paragraphe de ce chapitre, nous avons abordé l'identification des sources de perturbations. Au nombre de trois dans la structure monophasée, nous proposons maintenant d'en faire la caractérisation dans le domaine fréquentiel.

##### **IV.2.2.a. Limitations théoriques.**

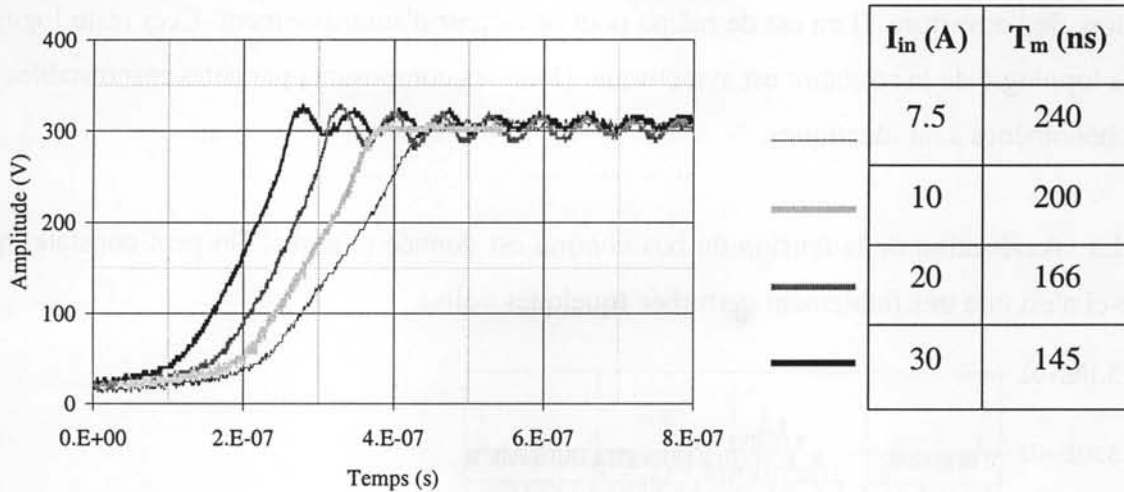
Pour la modélisation des cellules de commutation, nous nous baserons de nouveau sur le descriptif de la démarche proposée au second chapitre. Dans cette application, nous sommes face à un problème car les puissances mises en jeu dans cette application ne correspondent pas au dimensionnement de la structure. De fait, les effets parasites sont conséquents et peuvent rapidement intervenir au niveau des formes d'ondes de la cellule de commutation. Aussi, dans le cadre de cette application, nous ne pouvons pas garantir l'exactitude des modèles au-dessus de quelques MHz. De plus, le comportement HF des IGBT est encore méconnu ce qui ne facilite pas notre tâche. Enfin, cet onduleur étant réalisé de manière industrielle avec des cartes de commande rapprochée intégrées, il n'est pas facile d'en connaître le comportement. Aussi, dans le but de rester cohérent avec les moyens scientifiques dont nous disposons, nous limiterons l'étude des perturbations conduites de cette structure à 10MHz.

Nous avons procédé à une série de mesures visant à déterminer de manière expérimentale le comportement des cellules de commutation de l'onduleur en fonction de leurs points de fonctionnement. Cette démarche retire le caractère prédéterministe de la méthode puisque nous ne nous appuyons plus désormais sur une étude théorique. Il faut tout de même noter que seuls quelques relevés pratiques (à fréquence fixe et rapport cyclique fixe) sur quelques points de fonctionnement de la cellule de commutation sont nécessaires pour établir la caractérisation des signaux "types" décrivant l'évolution des sources de perturbations lors des commutations. Le paragraphe suivant présente cette partie. Puis la détermination du modèle fréquentiel de chaque source est présentée.

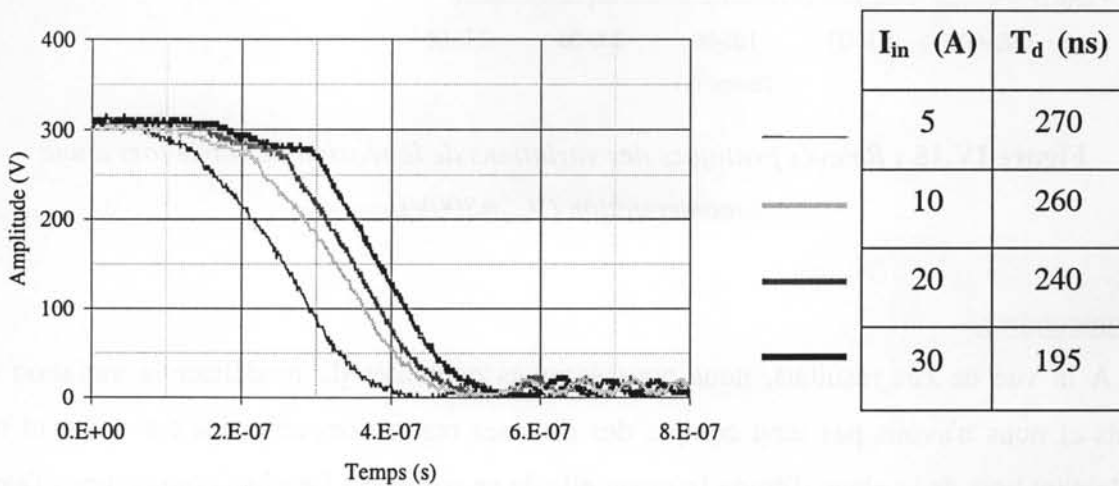
### IV.2.2.b. Descriptif pratique des formes d'ondes.

Nous avons utilisé une configuration hacheur élévateur pour étudier et mesurer le comportement temporel de la cellule de commutation du bras d'onduleur pour plusieurs valeurs du courant d'entrée (de zéro au courant nominal maximal de l'application), la tension étant maintenue à 300V.

Les figures IV.13, IV.14 et IV.15 ci-après donnent les relevés pratiques des commutations à l'ouverture et à la fermeture de l'une des cellules, le dernier relevé étant celui du bus continu en fonction de ces phases de commutation.



**Figure IV.13 :** Relevés pratiques ( $V_{AD}$ ) des commutations à l'ouverture pour plusieurs courants d'entrée ( $V_{out}=300V$ ).

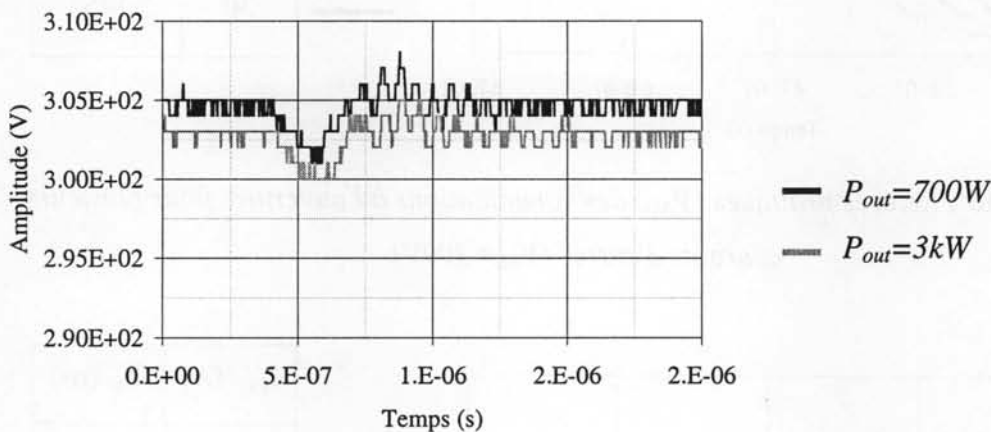


**Figure IV.14 :** Relevés pratiques ( $V_{AD}$ ) des commutations à la fermeture pour plusieurs courants d'entrée ( $V_{out}=300V$ ).

Pour le premier relevé, il semble clair que l'évolution de la tension aux bornes de l'interrupteur lors de son ouverture peut être modélisée en première approximation par une rampe suivie d'une résonance amortie. L'évolution des paramètres décrivant chacun de ces signaux types est donnée dans le tableau joint à la figure. La fréquence de résonance ( $F_{osc}=16\text{MHz}$ ) et l'amortissement de l'oscillation ont été mesurés et calculés.

Nous pouvons faire les mêmes remarques pour l'évolution de la DDP aux bornes de l'interrupteur lors de sa fermeture. La fréquence de la résonance a été mesurée et a la même que lors de l'ouverture. Il en est de même pour le facteur d'amortissement. Ceci reste logique car la topologie de la structure est symétrique. Donc les composants parasites responsables de ces phénomènes sont identiques.

La visualisation de la tension du bus continu est donnée ci-après. On peut constater que celle-ci n'est que très faiblement perturbée (quelques volts).



**Figure IV.15 :** Relevés pratiques des variations de la tension de sortie lors d'une commutation ( $V_{out}=300\text{V}$ ).

#### Commentaires.

A la vue de ces résultats, nous nous sommes contentés de modéliser la variation des fronts et nous n'avons pas tenu compte des diverses résonances amorties car celles-ci sont finalement hors de la plage d'étude fréquentielle de ce montage. De plus, comme nous l'avons vu, les effets de dispersion étant présent sur les deux fronts, on ne peut s'attendre qu'à une très faible contribution de ces dernières.

De plus, si l'on regarde la tension aux bornes du bus continu, on constate peu de variation dans la plage de fréquence qui nous intéresse. L'impédance interne du filtre est faible ce qui

rend le filtrage particulièrement efficace. De fait nous avons fait le choix de négliger cette source de perturbations car, elle n'apportera pas de réels perturbations conduites supplémentaires.

La mise en équation de la durée des fronts que nous avons choisie est la suivante :

$$T_m(I_{Lb})=270-125.\sin(I_{in}.\pi/60)$$

$$T_d(I_{Lb})=290-100.I_{in}/30$$

La modélisation temporelle doit tenir compte d'une part des relevés que nous venons de faire et d'autre part des conditions de fonctionnement d'une cellule de commutation de type onduleur où existe les temps de garde et les décalages à la commutation. Là encore, seules des mesures pouvaient nous renseigner correctement sur chacune de ces grandeurs.

#### IV.2.2.c. Modélisation temporelle et fréquentielle.

L'application fonctionne avec une loi de commande MLI bipolaire. Les instants de commutation sont donc dictés par les lois suivantes :

$$\alpha_{m_k}=(T_o-\alpha_k)/2 \quad (IV.8)$$

$$\alpha_{d_k}=(T_o+\alpha_k)/2 \quad (IV.9)$$

Avec  $k \in [1, m]$ ,  $m$  étant le facteur de modulation  $F_o/F_r$  et  $\alpha_k$  étant donné par l'équation IV.1.

Chaque front peut alors être mis sous la forme :

$$h_1(t,k)=(V_{out}/T_d(I_{Lb})).t \quad (IV.10)$$

$$h_2(t,k)=(V_{out}/T_m(I_{Lb})).t \quad (IV.11)$$

On obtient alors une mise en équation temporelle de l'évolution des sources de perturbation au cours d'une période basse fréquence :

$$V_{AD}(t) = \sum_{k=1}^m [h_1(t,k).u(t - \alpha_{m_k}) - h_2(t,k).u(t - \alpha_{d_k})]u(t - k.T_o) \quad (IV.12)$$

$$V_{BD}(t) = \sum_{k=1}^m [h_2(t,k).u(t - \alpha_{m_k}) - h_1(t,k).u(t - \alpha_{d_k})]u(t - k.T_o) \quad (IV.13)$$

A partir de ces équations temporelles, on peut décrire le modèle fréquentiel à partir des équations temporelles en utilisant les outils de la transformée de Laplace. Les résultats de cette modélisation sont donnés en annexe.

### IV.2.3. Modélisation des chemins de propagations.

#### IV.2.3.a. Identification des chemins de propagation.

Fort des quelques remarques faites en début de chapitre et des considérations liées à l'étude des perturbations conduites (utilisation d'un RSIL) le schéma équivalent haute fréquence se déduit facilement et sa représentation est donnée ci dessous figure IV.16.

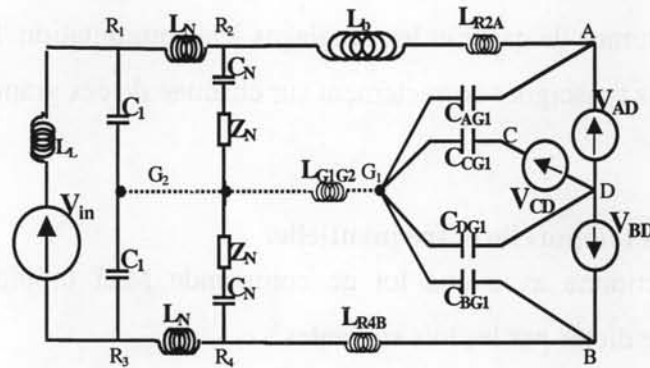


Figure IV.16 : Schéma électrique haute fréquence de la structure monophasée.

Il faut maintenant caractériser dans le domaine fréquentiel chacun des composants. Comme nous l'avons souligné précédemment, cette étape ne peut être effectuée sans la connaissance préalable des caractéristiques propres du convertisseur, à savoir sa composition, sa réalisation physique, son point de fonctionnement et bien sûr son comportement. Cette étape fait l'objet du prochain paragraphe.

#### IV.2.3.b. Caractérisation des composants.

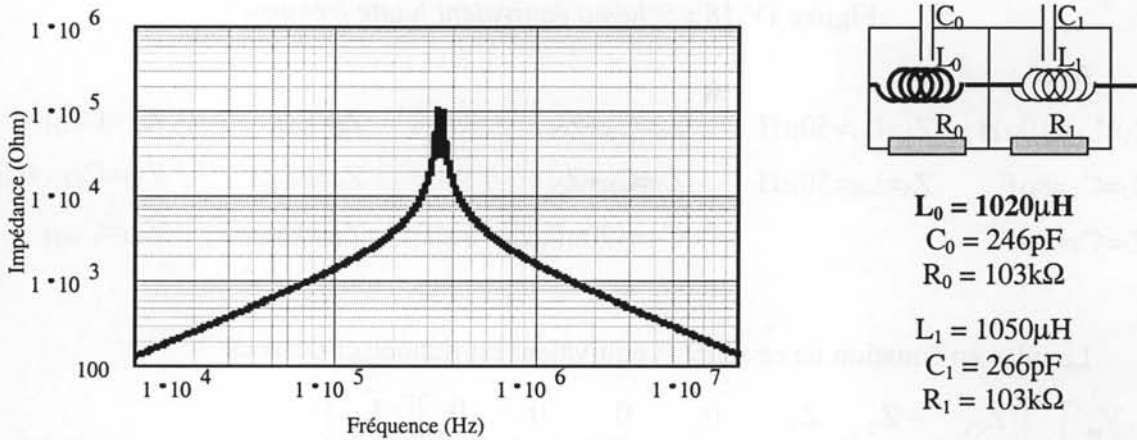
En ce qui concerne les condensateurs parasites des points chauds de la structures onduleur  $C_{AG1}$ ,  $C_{BG1}$ ,  $C_{CG1}$  et  $C_{DG1}$  nous avons utilisé l'analyseur d'impédance HP4194. Nous avons mesuré des condensateurs parasites de valeurs 800pF entre le collecteur et le radiateur de chaque module. De plus, nous avons examiné la possible contribution de la connectique en bus barre. Celle-ci s'est avérée être négligeable. Enfin nous avons mesuré le condensateur parasite avec la terre des condensateurs de filtrage du bus continu. Chacun d'eux est d'environ 150pF. Toutes ces valeurs se sont avérées constantes sur la plage de fréquence qui est la nôtre.

Par addition successive de chacun d'eux sur les différents points chauds de la structure, nous avons obtenu les valeurs énoncées dans le tableau IV.1 ci-dessous.

$C_{AG1}$	$C_{BG1}$	$C_{CG1}$	$C_{DG1}$
0.8nF	0.8nF	3nF	1nF

**Tableau IV.1 : Valeurs des condensateurs parasites.**

L'inductance d'entrée de la structure d'une valeur totale de  $L_b=2mH$ , a été réalisée par deux inductances de 1mH montées en série. Toutes deux peuvent supporter un courant efficace de 32A et une ondulation HF de quelques ampères à 20kHz. La mesure de l'impédance totale en fonction de la fréquence est donnée figure IV.17 ci-dessous. Le schéma équivalent à base de cellules RLC en parallèle et les valeurs de chaque élément sont données ci-après. L'estimation de ceux-ci a été faite via une mesure au pont d'impédance.



**Figure IV.17 : Représentation fréquentielle de l'impédance de l'inductance  $L_b$  et son schéma équivalent.**

Les inductances de câblage entre les différents composants ont été estimées en utilisant les formules décrites dans [Paul-L]. Nous obtenons les valeurs suivantes :

Inductance de câblage entre l'onduleur et le filtre :  $L_{R4B} \approx 200nH$

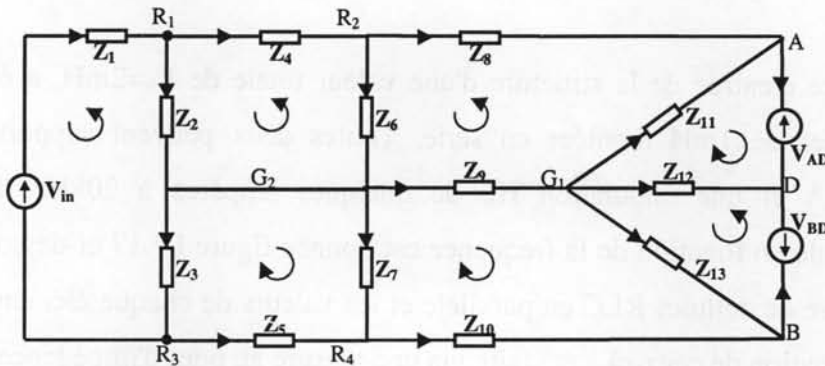
Inductance de câblage entre l'onduleur et l'inductance  $L_b$  :  $L_{R2A} \approx 200nH$

L'inductance entre la terre côté RSIL et le radiateur a été estimée à :  $L_{G1G2} \approx 50nH$

Enfin, les composants du RSIL ont été considérés parfaits dans la gamme de fréquence qui nous concerne. Les inductances de filtrage étant des inductances à air, seuls des phénomènes capacitifs inter-spices pouvaient apparaître sans pour autant réduire l'efficacité et le rôle de ces composants.

**IV.2.3.c. Mise en équation.**

La caractérisation des chemins de propagation et celles des sources de perturbations étant menées à bien, il ne reste plus qu'à déduire le modèle mathématique du convertisseur. Pour ce faire, nous rappelons ci-dessous (figure IV.18) le schéma équivalent haute fréquence. L'équation IV.14 ci-après en est l'expression matricielle.



**Figure IV.18 :** Schéma équivalent haute fréquence.

Avec :

$Z_1=L_L=10\mu H$	$Z_4=L_N=50\mu H$	$Z_6=C_N+Z_N$	$Z_8=L_{Lb}$	$Z_{11}=C_{AG1}$
$Z_2=C_1=8\mu F$	$Z_5=L_N=50\mu H$	$Z_7=C_N+Z_N$	$Z_9=L_{G1g2}$	$Z_{12}=C_{CG1}+C_{DG1}$
$Z_3=C_1=8\mu F$		$C_N=470nF, Z_N=50\Omega$	$Z_{10}=L_{R4B}$	$Z_{13}=C_{BG1}$

La mise en équation de ce schéma équivalent est donnée ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ V_{AD} \\ V_{BD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{C1} & -Z_2 & Z_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Z_2 & Z_{C2} & 0 & -Z_6 & 0 & 0 & 0 \\ Z_3 & 0 & Z_{C3} & 0 & -Z_7 & 0 & 0 \\ 0 & -Z_6 & 0 & Z_{C4} & Z_9 & Z_{11} & 0 \\ 0 & 0 & -Z_7 & Z_9 & Z_{C5} & 0 & Z_{13} \\ 0 & 0 & 0 & Z_{11} & 0 & Z_{C6} & Z_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{13} & Z_{12} & Z_{C7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_8 \\ I_{10} \\ I_{VAD} \\ I_{VBD} \end{bmatrix} \tag{IV.14}$$

Avec

$Z_{C1} = Z_1 + Z_2 + Z_3$	$Z_{C5} = Z_7 + Z_9 + Z_{10} + Z_{13}$
$Z_{C2} = Z_2 + Z_4 + Z_6$	$Z_{C6} = Z_{11} + Z_{12}$
$Z_{C3} = Z_3 + Z_5 + Z_7$	$Z_{C7} = Z_{12} + Z_{13}$
$Z_{C4} = Z_6 + Z_8 + Z_9 + Z_{11}$	

A partir de ce modèle mathématique, nous pouvons désormais étudier et caractériser les perturbations conduites du redresseur.

#### IV.2.3.d. Prise en compte du filtre.

Le présent modèle a été mis en œuvre pour prédéterminer les niveaux de perturbations théoriques sans filtre. Les résultats obtenus sont détaillés dans la partie qui suit et qui traite de la caractérisation des perturbations conduites. Ils montrent clairement que ce convertisseur est particulièrement perturbateur (voir figure IV.24, 25). En conséquence, des filtres classiques de mode commun et de mode différentiel ont été ajoutés. Leurs structures sont décrites figure IV.19 ci-dessous et les valeurs des composants sont énoncées dans le tableau IV.2 qui lui fait suite.

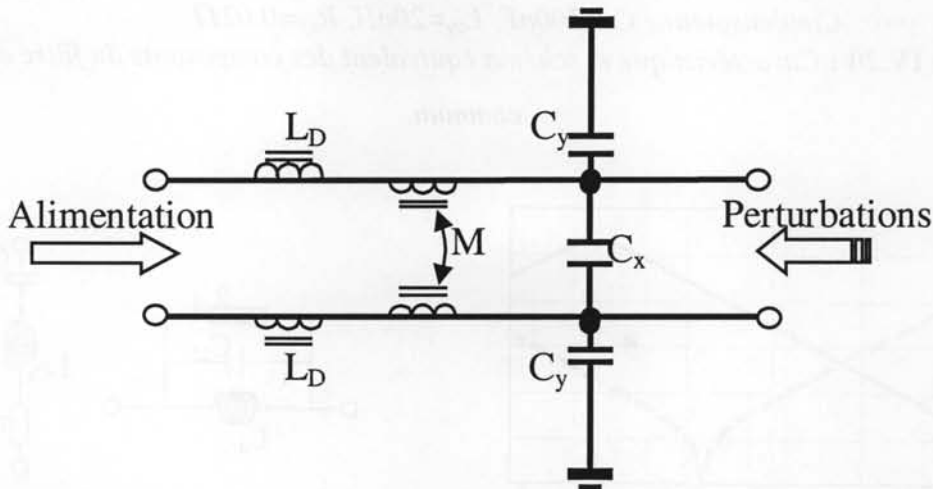


Figure IV.19 : Topologie du filtre HF.

$L_D$	M	$C_x$	$C_Y$
$45\mu\text{H}$	$2.5\text{mH}$	$2.2\mu\text{F}$	$100\text{nF}$

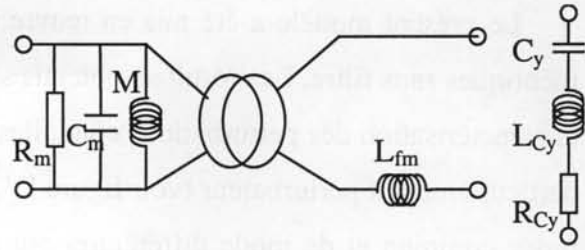
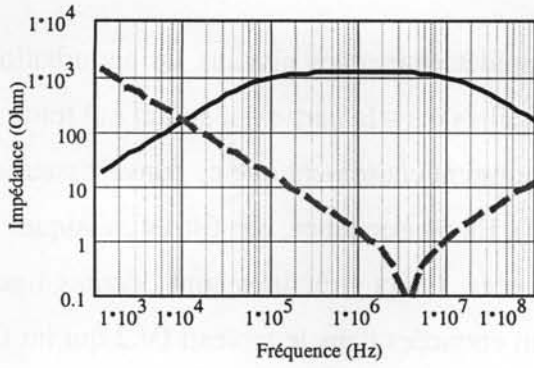
Tableau IV.2 : Valeurs des composants du filtre.

#### Remarque.

Il est à noter que ce filtre, s'il permet théoriquement de satisfaire les normes haute fréquence, inclus aussi une autre contrainte liée à l'utilisation du RSIL. En fait, il faut tenir compte des perturbations hors normes (inférieure à  $150\text{kHz}$ ) car si celles-ci sont trop importantes, on risque la destruction des composants de mesure du RSIL.

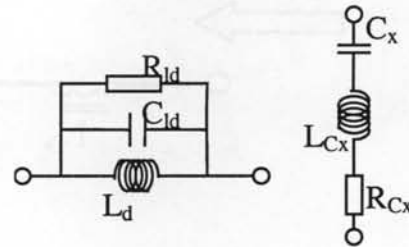
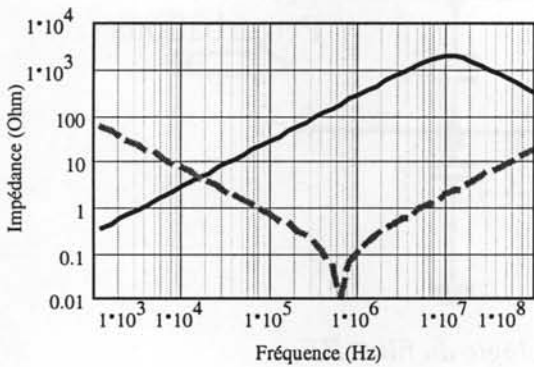
La caractérisation des composants est comparable à celle menée dans le précédent chapitre. Ci-dessous sont données chacune d'elles avec leur schéma équivalent et les valeurs des composants (les représentations fréquentielles sont théoriques mais très proches des mesures pratiques).





- *Tore de mode commun* :  $M=2.5\text{mH}$ ,  $R_m=1200\Omega$ ,  $C_m=12\text{pF}$ ,  $L_{fm}=1.5\mu\text{H}$ .
- ..... *Condensateur* :  $C_y=100\text{nF}$ ,  $L_{cy}=20\text{nH}$ ,  $R_{cy}=0.02\Omega$

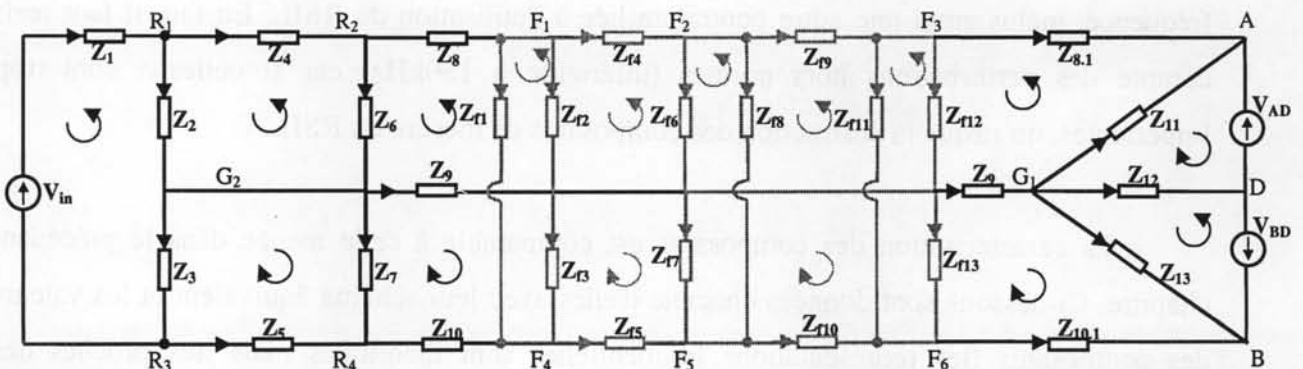
**Figure IV.20** : Caractéristique et schéma équivalent des composants du filtre de mode commun.



- *Inductance de mode différentiel* :  $L_d=45\mu\text{H}$ ,  $R_{ld}=2000\Omega$ ,  $C_{ld}=5.1\text{pF}$
- ..... *Condensateur* :  $C_x=2.2\mu\text{F}$ ,  $L_{cx}=30\text{nH}$ ,  $R_{cx}=0.01\Omega$

**Figure IV.21** : Caractéristique et schéma équivalent des composants du filtre différentiel.

A partir de la connaissance de ce filtre, nous avons modifié la topologie du schéma équivalent pour prendre en compte ces éléments dans les chemins de propagation. Celui-ci est donné ci-dessous figure IV.22.



**Figure IV.22** : Schéma équivalent haute fréquence final de la structure monophasée (pouvant intégrer plusieurs topologies de filtrage).

Nous avons maintenant un modèle fréquentiel des perturbations conduites de cette structure. Reste à valider cette approche avec des résultats théoriques et pratiques. Ceci fait l'objet de la prochaine partie.

### **IV.3. Caractérisation des perturbations conduites.**

Dans cette partie, nous allons mettre en œuvre le modèle que nous venons de définir en vue d'une caractérisation des perturbations conduites. Comme nous l'avons fait pour le redresseur mono-interrupteur, nous avons implanté ce modèle dans le logiciel Mathcad et également dans le logiciel de simulation Simplorer. Là encore, nous avons considéré dans nos modèles que les temps de commutation des interrupteurs étaient constants pour simplifier et faciliter les simulations temporelles.

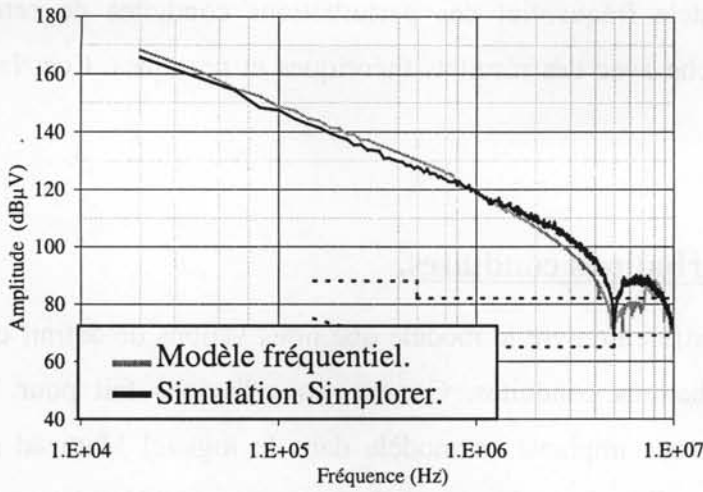
#### **IV.3.1. Validation du modèle fréquentiel sans filtre.**

Dans cette partie, nous allons comparer les résultats issus des deux méthodes de prédétermination théoriques des perturbations conduites. Nous nous attacherons à caractériser et comparer de manière théorique les niveaux de perturbations créées par ce type de structure sous les conditions de fonctionnement décrites pour notre application.

Les résultats portent sur les niveaux de la source de perturbations  $V_{AB}$  ainsi que sur les niveaux des perturbations conduites mesurées sur les résistances du RSIL. Dans cette application, les deux mesures sont nécessaires car nous ne sommes plus face à une symétrie de fonctionnement comme c'était le cas du précédent convertisseur. En revanche, les modes de calcul décrits au troisième chapitre sont identiques dans le cadre de cette application (calcul des enveloppes, sommation quadratique...).

##### **IV.3.1.a. Résultats théoriques**

Page suivante sont représentés les contenus fréquentiels de la source de perturbations  $V_{AB}$  (figure IV.23) et des niveaux de perturbations mesurables dans chacun des bras du RSIL (figure IV.24, 25).



Conditions de simulation :

Fronts fixes de 200ns.

$P_{out}=3000W$

$V_{in}=130V_{eff}$

$V_{out}=300V$  (constant)

Pas de calcul :

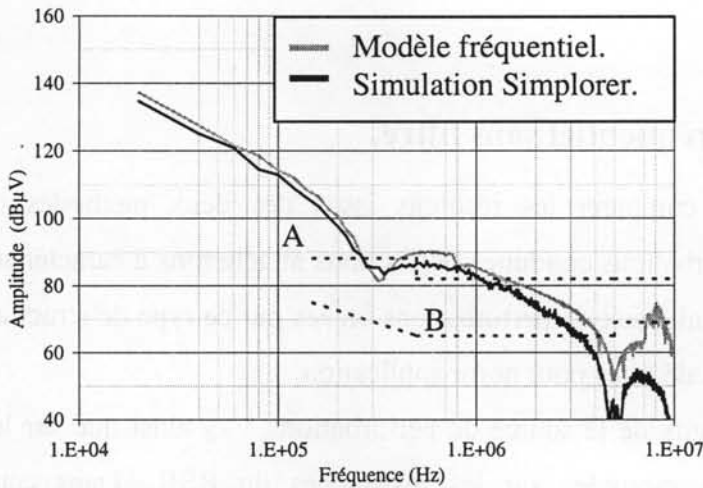
$T_{min}=100ns$

$T_{max}=200ns$

Courbes enveloppes :

Sélection des maximums de chaque multiple de la fréquence de découpage.

Figure IV.23 : Comparaison simulation temporelle et modèle fréquentiel de  $V_{AB}$ .



Conditions de simulation :

Fronts fixe de 200ns

$P_{out}=3000W$

$V_{in}=130V_{eff}$

$V_{out}=300V$  (constant)

Pas de calcul :

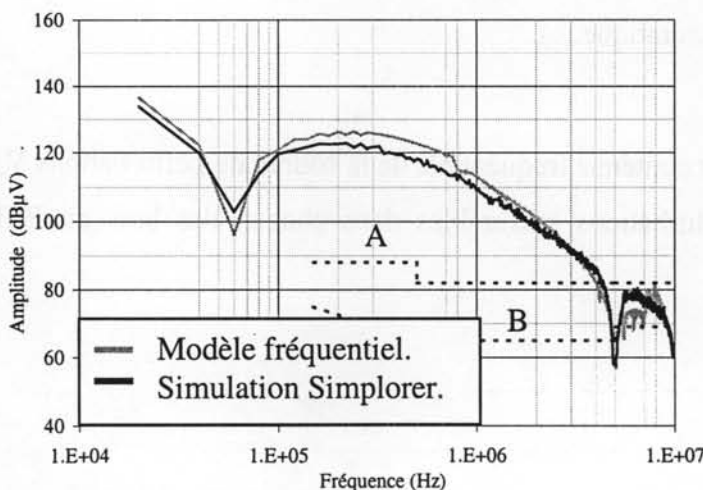
$T_{min}=100ns$

$T_{max}=200ns$

Courbes enveloppes :

Sélection des maximums de chaque multiple de la fréquence de découpage.

Figure IV.24 : Comparaison simulation temporelle et modèle fréquentiel des perturbations conduites mesurables aux bornes du RSIL (bras supérieur avec inductance d'entrée).



Conditions de simulations :

Fronts fixe de 200ns

$P_{out}=3000W$

$V_{in}=130V_{eff}$

$V_{out}=300V$  (constant)

Pas de calcul :

$T_{min}=100ns$

$T_{max}=200ns$

Courbes enveloppes :

Sélection des maximums de chaque multiple de la fréquence de découpage.

Figure IV.25 : Comparaison simulation temporelle et modèle fréquentiel des perturbations conduites mesurables aux bornes du RSIL (bras inférieur).

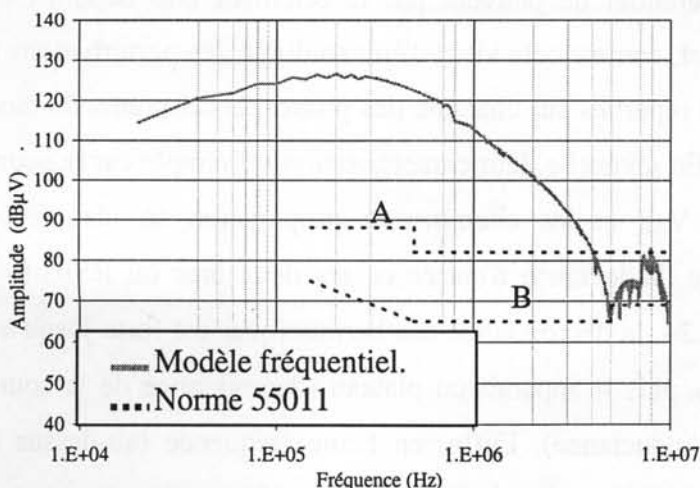
Commentaires.

Comme nous pouvons le constater, les deux modes de prédétermination sont comparables dans le domaine de fréquence qui nous intéresse. Néanmoins, lorsque l'on approche des hautes fréquences (10MHz) quelques différences apparaissent. Ceci est particulièrement visible sur la figure IV.25. L'écart qui se creuse est dû à la prise en compte de l'effet de désynchronisation entre les bras de l'onduleur (phénomène mis en évidence au début du chapitre). Celui-ci, également pris en compte dans les simulations temporelles, est nettement moins visible que sur les résultats issus d'une FFT (le nombre de points de calcul de la simulation temporelle correspondant aux fréquences maximales calculables). Nous pouvons tout de même valider notre modèle sur une plage de fréquence que nous avons fixée.

**IV.3.1.b. Caractérisation des perturbations conduites.**

Le schéma équivalent haute fréquence du redresseur de courant en pont complet est relativement simple. De fait, la caractérisation et l'identification des perturbations restent simples. On peut s'appuyer sur des schémas simplifiés pour comprendre et expliquer l'évolution fréquentielle des perturbations conduites.

En ce qui concerne les perturbations de mode commun, il est possible de déterminer la représentation spectrale de la somme des courants de mode commun circulant dans le plan de masse. Celle-ci est donnée figure IV.26 ci-après. Les principales sources de perturbations  $V_{AD}$  et  $V_{BD}$  excitent les condensateurs parasites du convertisseur. De fait, la décroissance du contenu spectral des sources de perturbations est compensée par la décroissance de l'impédance des condensateurs parasites. Cela se traduit par un plateau jusqu'à 300kHz, fréquence où les impédances de ces éléments deviennent comparables à celles des résistances du RSIL. Les niveaux de perturbations deviennent alors proportionnels à ceux des sources.



Conditions de simulations :  
 Fronts fixes de 200ns.  
 $P_{out}=3000W$   
 $V_{in}=130V_{eff}$   
 $V_{out}=300V$  (constant)

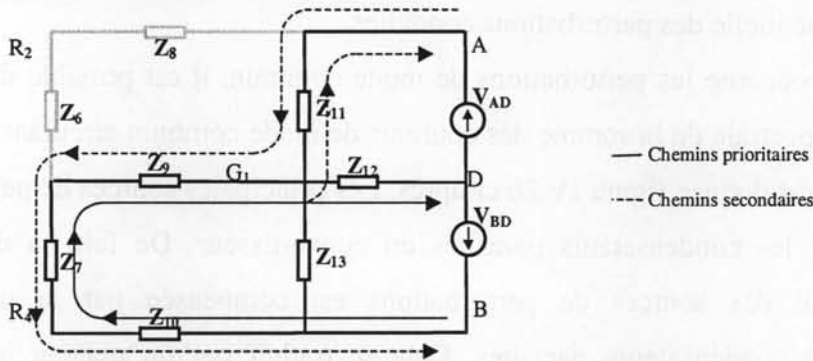
Courbe enveloppe :  
 Sélection des maximums de chaque multiple de la fréquence de découpage.

**Figure IV.26 :** Représentation fréquentielle des perturbations de mode commun totales.

F (Hz)	20k	100k	300k	1M	10M
$L_b$ ( $\Omega$ )	250	1200	17k	1500	120
$C_{DG1}$ ( $\Omega$ )	2k	400	130	40	4
$C_{AG1}$ ( $\Omega$ )	10k	2k	660	200	20

**Tableau IV.3 :** Evolution des impédances des composants en fonction de la fréquence

Si l'on cherche à étudier le parcours des courants de mode commun en fonction de la fréquence, on peut distinguer deux grandes tendances. En basse fréquence (jusqu'à 60kHz) les composantes de mode commun se répartissent dans les deux phases. Dès que l'impédance de l'inductance d'entrée devient forte (supérieure à celle de  $C_{DG1}$ ), les courants de mode commun circulent essentiellement sur la phase faiblement impédante (voir figure IV.27). Dès lors, c'est principalement la source de perturbations  $V_{BD}$  qui excite les principaux chemins de mode commun. La répartition inégale des courants de mode commun se voit bien sur les spectres des perturbations mesurables aux bornes du RSIL.



**Figure IV.27.** Principaux chemins de propagation de mode commun.

Les perturbations de mode différentiel ne peuvent pas directement être déduites des mesures ou calculs théoriques. En effet, comme cela vient d'être souligné, les perturbations de mode commun n'étant pas également réparties sur chacune des phases, les courants de mode différentiel ne peuvent être calculés. En revanche, leur caractérisation est simple car la source d'excitation correspond à la DDP  $V_{AB}$  et les chemins de propagation se résument à l'association série des impédances de l'inductance d'entrée et des deux bras du RSIL (voir figure IV.28). Ainsi, sur la figure IV.24, la décroissance des harmoniques est forte jusqu'à la résonance parasite de l'inductance  $L_b$  puis il apparaît un plateau (décroissance de la source compensée par l'effet capacitif de l'inductance). Enfin, en haute fréquence (au-dessus de 10MHz), se sont les résistances du RSIL qui représentent l'impédance des chemins de propagation de mode différentiel.

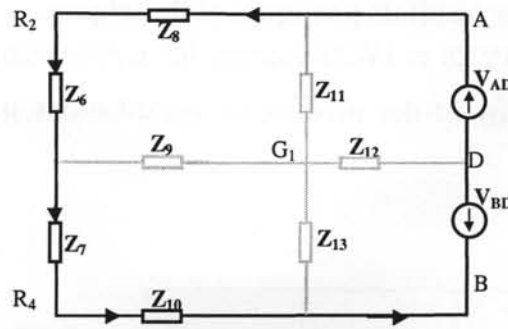


Figure IV.27. Chemin de propagation de mode différentiel.

### Commentaires.

Si l'on compare ces estimations théoriques avec les limites dictées par la norme en vigueur, on peut constater que les perturbations sont très nettement supérieures aux niveaux admissibles. De fait, cette structure doit être modifiée ou un filtre doit être ajouté. De plus, si l'on regarde les premières raies, on constate que celles-ci commencent à 138dB $\mu$ V soit 8V. Ce niveau de tension aux bornes des résistances de mesure (correspondant à une puissance de 1.25W) est incompatible avec les puissances admissibles par ces composants (1/4 de watt). Autant de contraintes dont il faut tenir compte pour le choix des filtres.

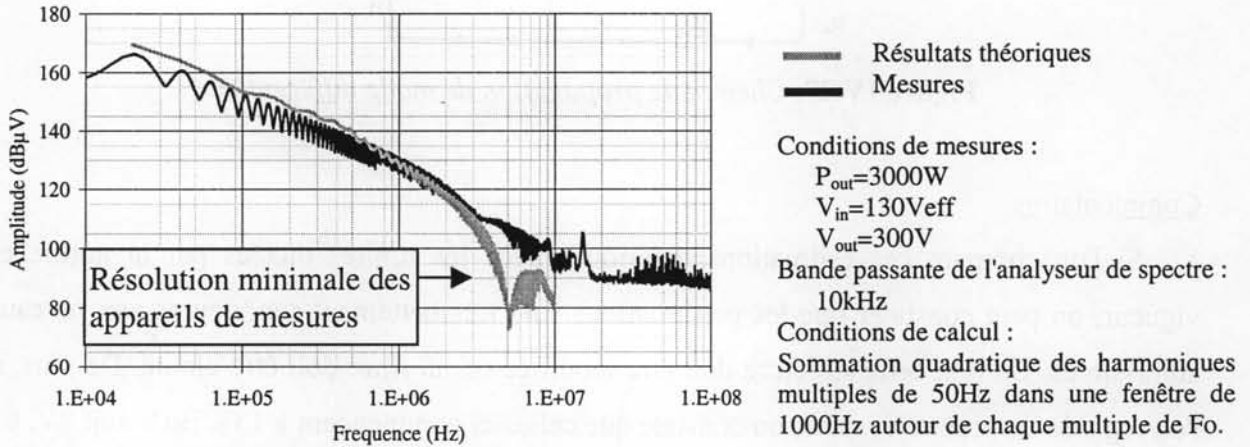
La procédure de détermination du filtre ayant fait l'objet d'une partie du chapitre précédent, nous ne nous y attarderons pas plus. Il apparaît nécessaire de filtrer à la fois les perturbations de mode commun et celles de mode différentiel. Les valeurs des composants ont été présentées dans la partie précédente. Nous proposons maintenant une comparaison des perturbations conduites théoriques avec des relevés pratiques tenant compte de la présence du filtre.

### **IV.3.2. Comparaison et validation pratique du modèle fréquentiel.**

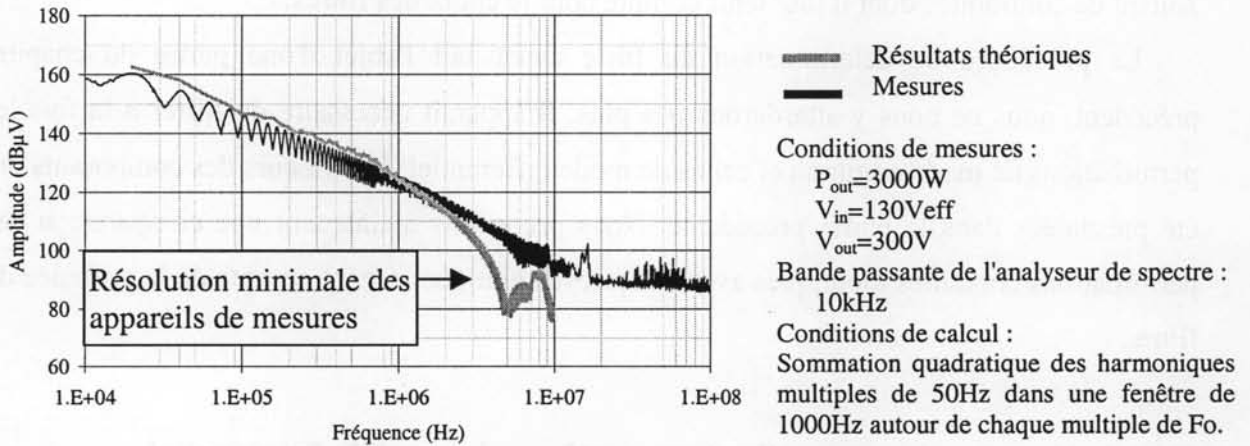
Pour pouvoir réaliser une caractérisation pratique nous utiliserons donc un filtre pour les raisons précitées. L'ajout des filtres de mode commun et de mode différentiel impose une modification du modèle mathématique. Celle-ci a été présentée dans la partie précédente. Voyons plutôt à travers de nouvelles comparaisons entre des relevés pratiques et des résultats issus du modèle fréquentiel, ce qu'il advient des perturbations conduites.

**IV.3.2.a. Comparaisons des résultats pratiques et théoriques.**

Ci-dessous les figures IV.28 et IV.29 donnent les représentations spectrales des sources de perturbations  $V_{AB}$  et  $V_{AD}$ , et des niveaux de perturbations mesurables aux bornes des résistances du RSIL.

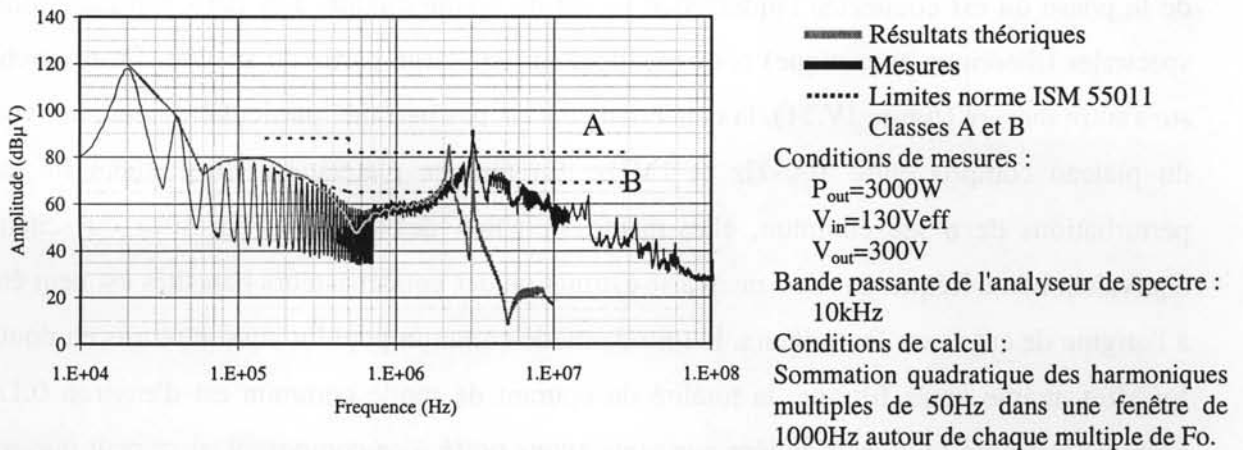


**Figure IV.28.** Représentation spectrale de la tension  $V_{AB}$  aux bornes de l'onduleur.

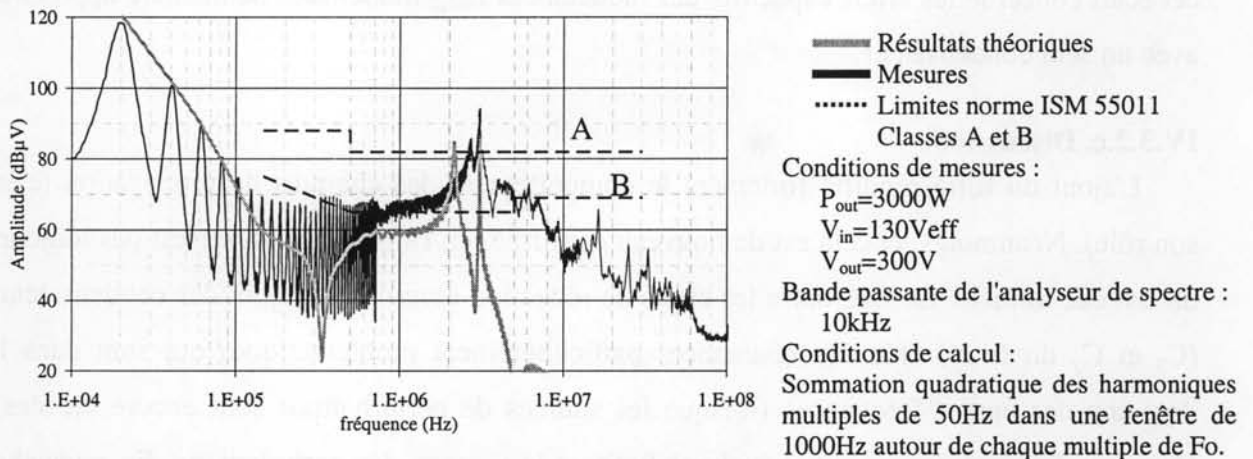


**Figure IV.29.** Représentation spectrale de la tension  $V_{AD}$  aux bornes de l'onduleur.

Ces deux sources de perturbations ont été mesurées car elles représentent pour l'une la source de perturbations de mode différentiel (figure IV.28) et pour l'autre l'une des sources de perturbations de mode commun (figure IV.29). Il est à noter que les deux sources  $V_{AD}$  et  $V_{BD}$  ont le même contenu fréquentiel car elles sont identiques à PI près.



**Figure IV.30.** Représentation spectrale des perturbations conduites mesurées dans le RSIL (résistance de mesure inférieure).



**Figure IV.31.** Représentation spectrale des perturbations conduites mesurées dans le RSIL (résistance de mesure supérieure).

#### IV.3.2.b. Commentaires.

Comme nous pouvons le voir sur les relevés ci-dessus, la prédétermination des perturbations conduites dans cette structure est valable quoique parfois imparfaite. En ce qui concerne les sources de perturbations, notre modélisation est de bonne qualité jusqu'à plusieurs MHz. Néanmoins, la prise en compte de la désynchronisation et des fronts fait apparaître des "lobes" en théorie, phénomènes qui ne sont pas visible en pratique. L'origine de ceci peut être la simplicité de notre modélisation temporelle qui ne fait pas apparaître par exemple la chute de tension (figure IV.14) créée par l'inductance de câblage à chaque commutation. Cette phase à fort gradient de tension peut ajouter une composante HF non négligeable.

Les relevés des niveaux de perturbations dans les résistances du RSIL sont comparés aux résultats théoriques. On peut voir (figure IV.30) que la modélisation des perturbations issue



de la phase où est connectée l'inductance  $L_b$  est de bonne qualité. Les deux représentations spectrales (théorique et pratique) correspondent sur une large partie du spectre. En revanche, sur l'autre mesure (figure IV.31), la concordance n'est pas parfaite, particulièrement au niveau du plateau compris entre 100kHz et 1MHz. En fait, ce plateau est directement lié aux perturbations de mode commun, elles-mêmes fonction des éléments parasites du schéma équivalent haute fréquence. Une mauvaise estimation des condensateurs parasites est peut être à l'origine de cet écart. Par ailleurs, le tore de mode commun peut lui aussi être mis en doute. En effet, même après filtrage, la totalité du courant de mode commun est d'environ 0.1A. Malgré l'attention toute particulière que nous avons porté à ce composant, il se peut que son efficacité puisse être réduite par des niveaux de courants de mode commun importants (HF et à 50Hz compte tenu de la valeur des condensateurs  $C_y$ ). Une autre interprétation possible de cet écart concerne les effets capacitifs des inductances  $L_{b1,2}$  modélisées de manière approchée avec un seul condensateur.

#### IV.3.2.c. Discussion.

L'ajout du filtre modifie fortement le comportement des chemins de propagation (c'est son rôle). Néanmoins, et cela est de nouveau confirmé ici, l'ajout d'un filtre n'est pas toujours un remède miracle. En fait, outre les effets de réduction escomptés, l'ajout des condensateurs ( $C_x$  et  $C_y$  du filtre) crée des résonances particulièrement problématiques qui sont dans le domaine des basses fréquences (lorsque les sources de perturbations sont encore élevées). Certaines forment des circuits bouchons limitant le passage des perturbations. En revanche, certaines empêchent le recyclage de ces perturbations par le filtre.

C'est le cas de la première résonance aux alentours de 2MHz qui est due aux inductances parasites des condensateurs de filtrage  $C_x$  et  $C_y$ . La seconde, tout aussi problématique (au environ de 3MHz), concerne la maille formée des condensateurs parasites du convertisseur, des inductances de câblage  $L_{BF4}$  et  $L_{G1G2}$  et des condensateurs  $C_y$ . Comme pour la précédente structure étudiée au troisième chapitre, cette résonance empêche le recyclage des courants de mode commun par les condensateurs  $C_y$ .

En fait, ce qui s'est avéré être une solution efficace pour le redresseur mono-interrupteur ne l'est pas de manière aussi simple dans le cas de cette structure. Si les niveaux de perturbations de mode différentiel restent faciles à gérer, il n'en est pas de même pour les perturbations de mode commun. La topologie de la structure fait que l'une des sources de perturbations,  $V_{BD}$ , excite un chemin de propagation de mode commun faiblement impédant ce qui maximise les perturbations sur l'une des phases du redresseur. De plus, dans le cas

présent, les composants parasites capacitifs caractéristiques des chemins de mode commun sont importants. Cela nécessite l'emploi d'un filtre performant et important à base de tore de mode commun et de condensateurs  $C_y$ . Cette topologie de filtrage crée des problèmes déjà identifiés précédemment dans les hautes fréquences. Cependant, dans le cas présent, les problèmes (résonances) se retrouvent en basse fréquence.

Pour conclure sur les moyens de filtrage mis en œuvre, nous pouvons dire qu'il n'est pas simple a priori de filtrer efficacement les perturbations créées par cette structure sur la plage de fréquence concernée par la norme. Des topologies de filtres plus complexes sont nécessaires si l'on souhaite parvenir à un bon résultat. Plus que jamais la spécificité du filtre prend de l'importance. On peut donc imaginer que l'emploi de filtres industriels pourrait s'avérer inefficace car non spécifiquement appliqué au cas de figure de cette application. Dans ce type de structure forte puissance, le problème du filtrage reste entier et devra être approfondi.

Pour notre part, nous allons maintenant consacrer la fin de ce chapitre à la réduction des perturbations conduites en amont en travaillant sur la fonctionnalité de la structure elle-même.

#### **IV.4. Etudes des chemins de propagations et des lois de commandes.**

L'étude et la caractérisation des perturbations conduites qui vient d'être menée à bien ont mis en évidence les difficultés qui peuvent apparaître lorsque l'on transpose les idées et résultats des structures faible puissance sur des appareils plus puissants. Cette dernière partie propose de prendre en compte les observations faites au début de ce chapitre pour essayer non pas de remédier au problème des perturbations par des moyens curatifs (comme le filtrage) mais plutôt de travailler en amont, à l'origine des perturbations.

Nous allons nous appuyer sur le modèle fréquentiel que nous venons de mettre au point pour étudier théoriquement l'impact de plusieurs modifications structurelles et fonctionnelles du convertisseur. Chacun des cas traités sera comparé à l'étude qui vient d'être menée et qui servira de référence.

Comme nous l'avons souligné au début de ce chapitre, il existe plusieurs stratégies de commande de type MLI dans les structures monophasées. Toutes permettent le prélèvement d'un courant sinusoïdal mais les conditions opératoires restent différentes. Si les lois de commande changent, les sources de perturbations sont aussi amenées à changer (l'interaction entre chacune des sources de perturbations pouvant alors être modifiée). Le travail à faire sur

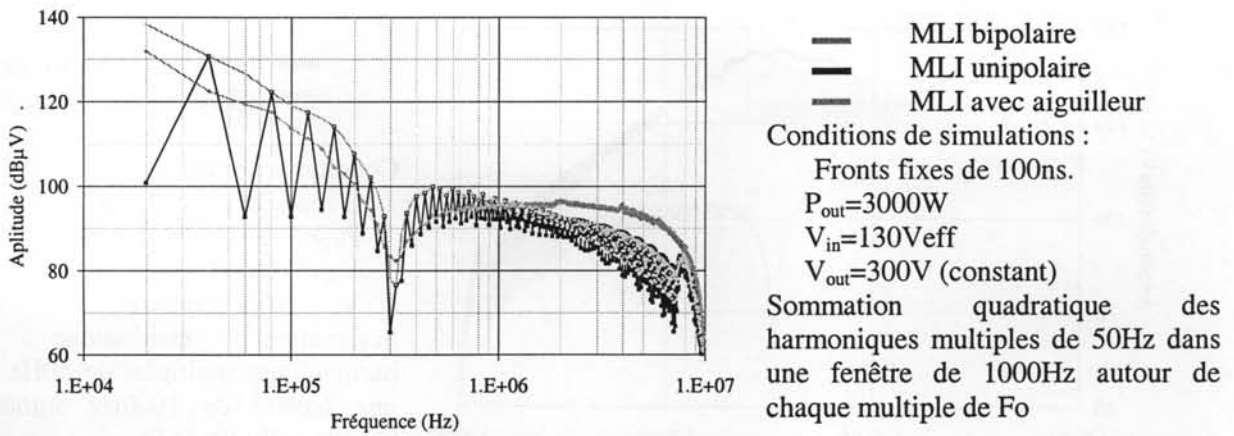
les perturbations de mode différentiel est bien connu et comparable aux solutions que nous avons abordées dans le précédent chapitre. En revanche, en ce qui concerne les perturbations de mode commun, la présence de plusieurs sources de perturbations modifie le comportement perturbateur de la structure. Nous avons abordé les effets du recyclage des perturbations et celui de la commande à aiguillage. Dans cette partie, nous proposons d'en étudier les effets grâce au modèle fréquentiel.

#### **IV.4.1. Loi de commande bipolaire avec symétrisation des chemins de propagation.**

Dans cette partie, nous souhaitons voir quel est l'impact d'une symétrisation des chemins de propagation. Nous l'avons vu au troisième chapitre de manière théorique, ce type de symétrisation peut, s'il est soigné, fortement réduire les perturbations et même éliminer celles de mode commun (recyclage des courants). Dans le cas du redresseur mono-interrupteur, la structure hacheur élévateur n'étant pas symétrique, cette tâche peut être difficile. En revanche, dans le cas présent, nous sommes face à une structure parfaitement symétrique côté onduleur. Pour la rendre totalement symétrique, il suffit de partager l'inductance d'entrée sur chacune des phases. Dans ce cas, comme nous l'avons vu, le courant de mode commun est totalement "recyclé" lors des commutations. De plus, on applique désormais une impédance importante sur la phase qui véhicule la majeure partie des perturbations de mode commun. Cette augmentation ne peut que favoriser la réduction des niveaux de perturbations de mode commun sans pour autant en modifier celles de mode différentiel.

##### **IV.4.1.a. Etude théorique avec synchronisation parfaite.**

Si l'on considère une symétrisation parfaite tant du point de vue composant que du point de vue commande (synchronisation complète), les perturbations conduites se résument aux perturbations de mode différentiel (figure IV.32). En effet, les perturbations créées par chacun des potentiels de l'onduleur A, B, C et D se compensent entre-elles.



**Figure IV.32.** Représentations fréquentielles des perturbations conduites dans les deux bras du RSIL.

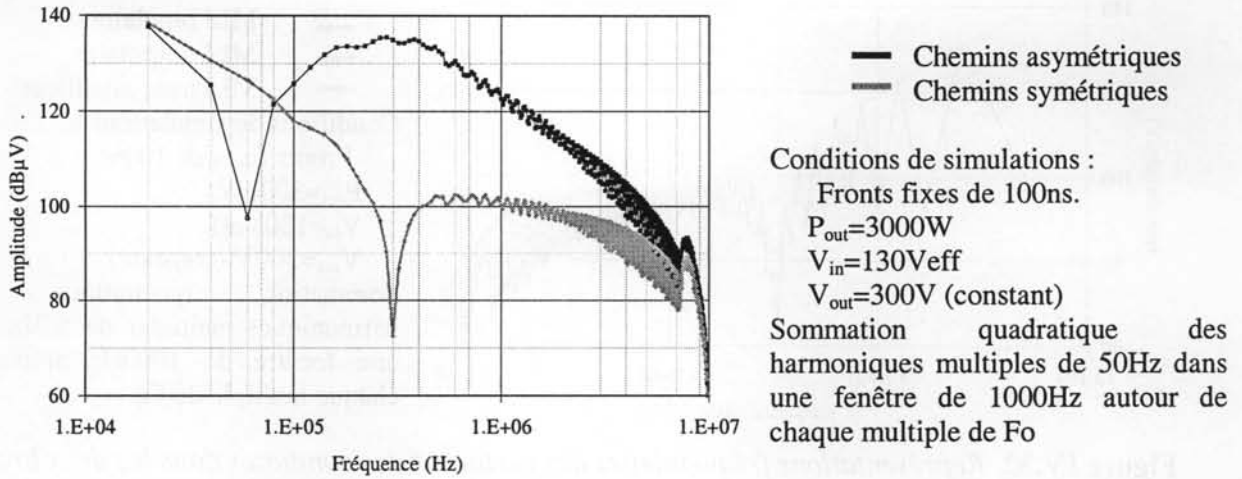
Ceci simplifie grandement la problématique car désormais théoriquement, seul un filtre de mode différentiel est requis. De fait, l'absence de filtre de mode commun retire les principales résonances.

#### Commentaires.

Ce résultat théorique est particulièrement intéressant. Néanmoins il faut le nuancer car il est peu probable que les composants soient tous identiques (voir caractérisation des composants) sans oublier que la synchronisation parfaite des commandes est elle aussi hypothétique. C'est ce que nous allons voir maintenant.

#### **IV.4.1.a. Etude des perturbations conduites.**

Pour prendre en compte les dissymétries d'un montage réel (composants et commande), nous avons considéré notre application. De fait, les niveaux de perturbations de mode commun ne sont plus nulles et directement fonction des dissymétries. Il est à préciser que les dissymétries sont principalement représentées par les éléments parasites du schéma électrique équivalent haute fréquence. Ci-dessous sont représentés les niveaux de perturbations théoriques mesurables dans le bras inférieur du RSIL. Les deux représentations spectrales montrent l'effet de la symétrisation.



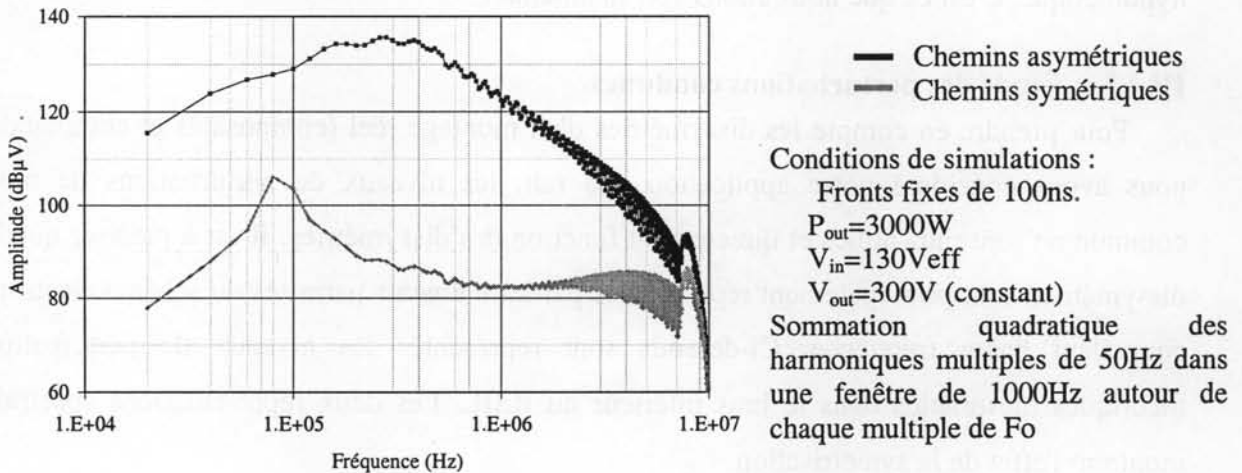
**Figure IV.33.** Représentations fréquentielles des perturbations conduites dans le bras inférieur du RSIL.

Les représentations spectrales de la figure IV.34 qui suit montrent les niveaux des perturbations de mode commun avec et sans symétrisation en considérant le cas de notre application sans filtrage :

$$L_{b1} : L_0 = 1020\mu\text{H}, C_0 = 246\text{pF}, R_0 = 103\text{k}\Omega$$

$$L_{b2} : L_1 = 1050\mu\text{H}, C_1 = 266\text{pF}, R_1 = 103\text{k}\Omega$$

$$\text{Dissymétrie de commutation} : \gamma=100\text{ns}$$

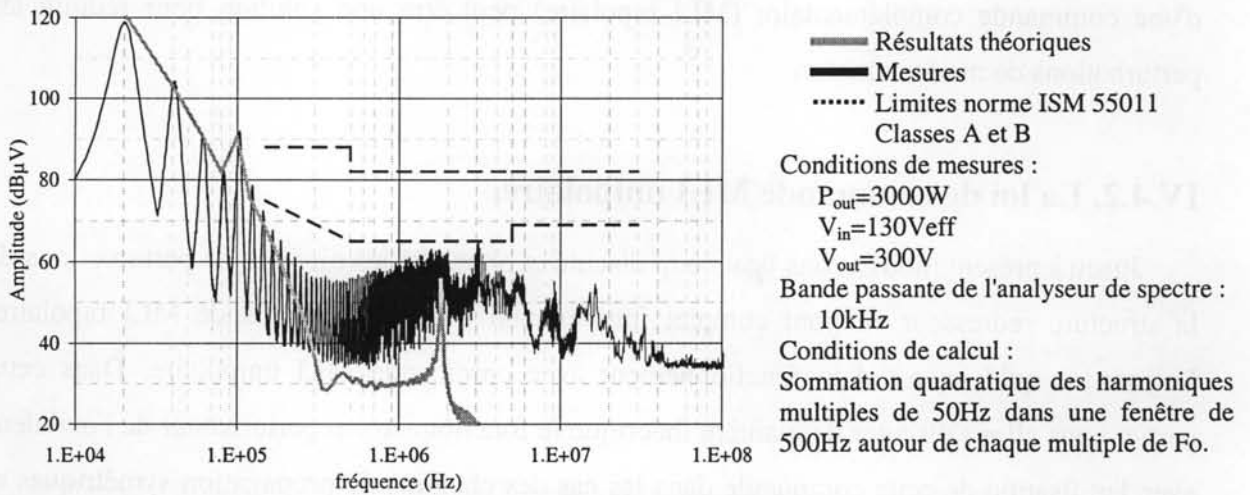


**Figure IV.34.** Représentations fréquentielles des perturbations conduites de mode commun totales.

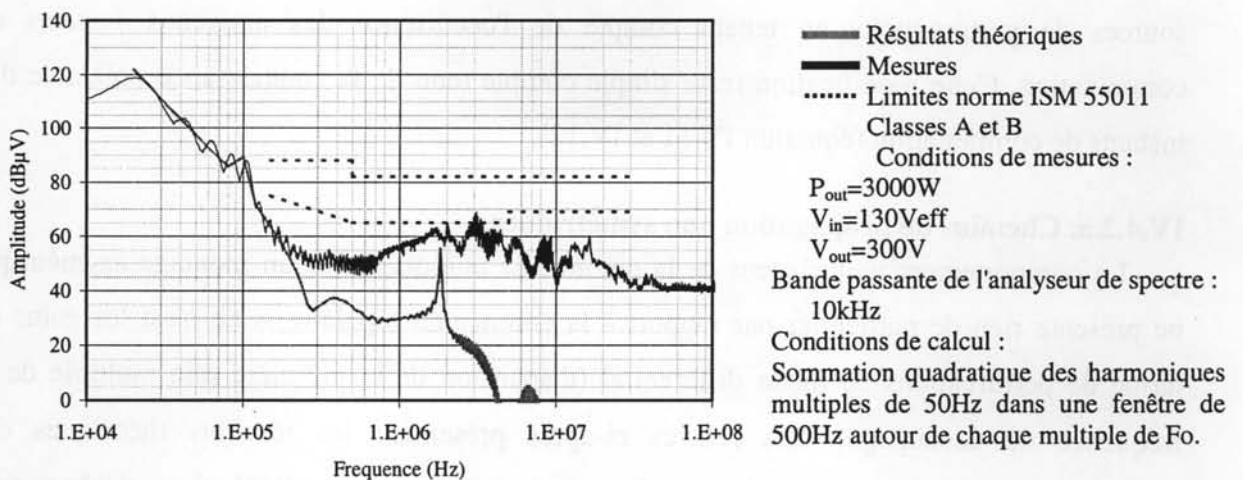
On peut constater un réel gain (de 20 à 40dB). La résonance basse fréquence (80kHz) est due aux circuits résonants  $L_{b1}/C_{DG1}$ , et  $L_{b2}/C_{DG1}$  qui ne sont pas identiques. Le niveau des perturbations de mode commun du montage symétrique est particulièrement difficile à

estimer car uniquement fonction des dissymétries des composants. De fait, les incertitudes liées à l'évaluation des ces éléments rendent délicate toute comparaison avec la pratique.

Ci-dessous nous proposons néanmoins la comparaison entre les niveaux de perturbations théoriques et ceux pratiques (les dissymétries imposent la comparaison sur les deux résistances du RSIL). Un filtre a été ajouté pour permettre les mesures. L'étude complète de ce nouveau montage serait redondante sans pour autant apporter de nouvelles informations. Nous nous contenterons ici de mettre en évidence les effets de cette symétrisation. Pour le calcul théorique, nous avons considéré les sources de perturbations de notre modèle qui tiennent compte des dissymétries de la commande



**Figure IV.35.** Représentation spectrale des perturbations conduites mesurées dans le RSIL (résistance de mesure supérieure).



**Figure IV.36.** Représentation spectrale des perturbations conduites mesurées dans le RSIL (résistance de mesure inférieure).

Commentaires.

Comme on peut le voir avec les résultats que nous obtenons, nous pouvons satisfaire les normes grâce à ce montage et l'utilisation de la propriété de recyclage des perturbations. Dans notre cas, la résonance problématique (100kHz), susceptible de pénaliser la structure, est en dessous des limites fréquentielles de la norme (150kHz). Cette résonance, quasi inévitable ne retire en rien l'intérêt du montage car il y a de toute façon un gain malgré sa présence en comparaison du montage asymétrique. Ce type de fonctionnement doit encore faire l'objet d'études complémentaires (synchronisation des fronts par régulation [Idir-A]), mais l'on peut déjà dire que la symétrisation des chemins et des sources de perturbations par l'utilisation d'une commande complémentaire (MLI bipolaire) peut être une solution pour réduire les perturbations de mode commun.

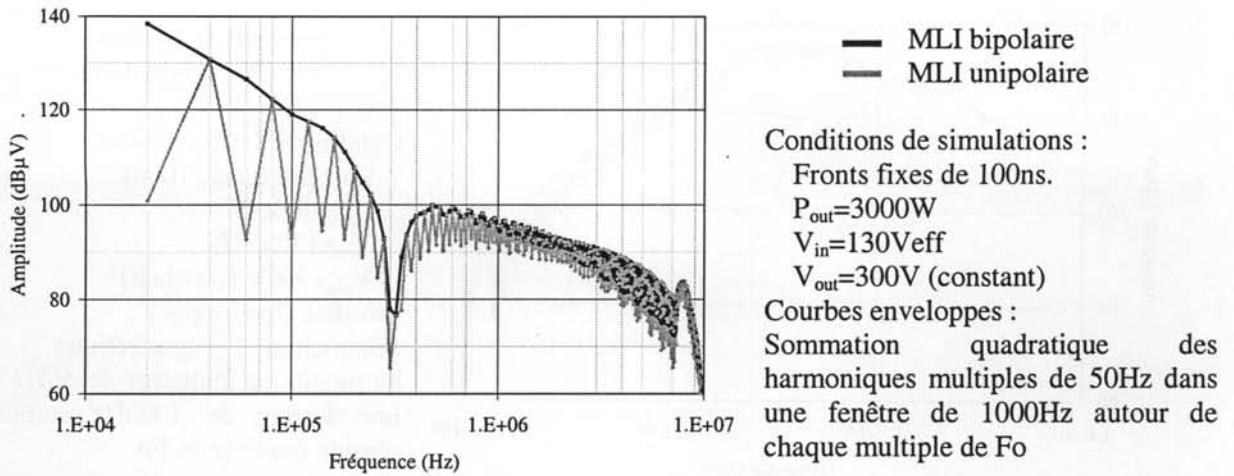
**IV.4.2. La loi de commande MLI unipolaire.**

Jusqu'à présent, nous avons beaucoup discuté et quantifié les niveaux de perturbations de la structure redresseur en pont complet fonctionnant avec une commande MLI bipolaire. Voyons ce qu'il en est d'un fonctionnement avec commande MLI unipolaire. Dans cette partie, nous allons discuter de manière théorique le fonctionnement perturbateur de l'onduleur avec l'utilisation de cette commande dans les cas des chemins de propagation symétriques et asymétriques. Cette étude sera assortie d'une comparaison avec les résultats des fonctionnements avec une commande bipolaire.

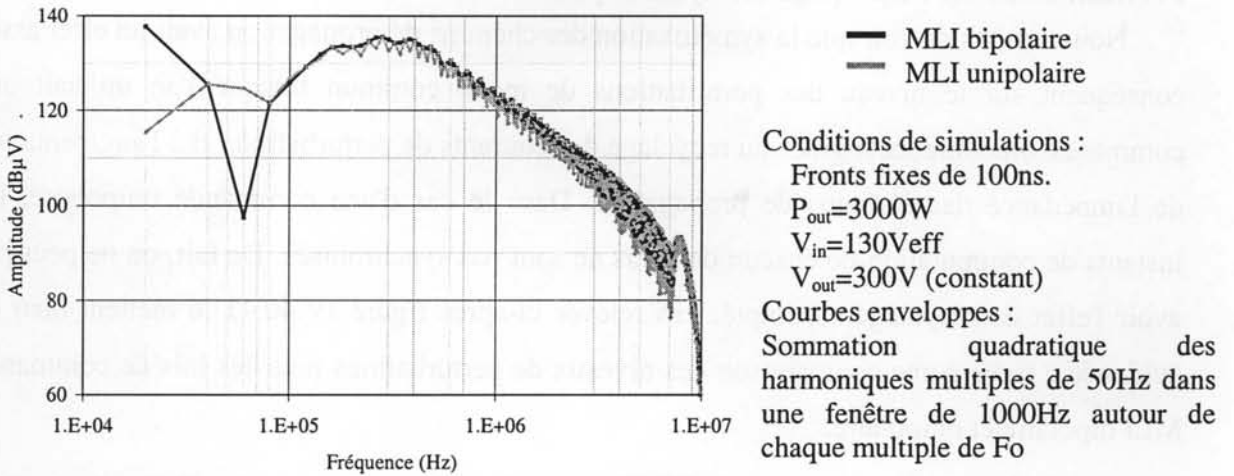
Par rapport au modèle fréquentiel que nous avons développé, il suffit de modifier les sources de perturbations en tenant compte de l'occurrence des nouveaux instants de commutation. Cette modification reste simple compte tenu de la connaissance préalable des instants de commutation (équation IV.11 et IV.12).

**IV.4.2.a. Chemins de propagation non symétriques.**

Le comportement perturbateur de la commande unipolaire sur un montage asymétrique ne présente rien de particulier par rapport à la commande bipolaire si ce n'est les gains en terme de perturbations de mode différentiel (disparition de la première raie multiple de la fréquence de découpage). Les relevés ci-après présentent les résultats théoriques des perturbations conduites mesurables aux bornes des résistances du RSIL. Les résultats sont comparés à ceux de la commande bipolaire fonctionnant dans les mêmes conditions.



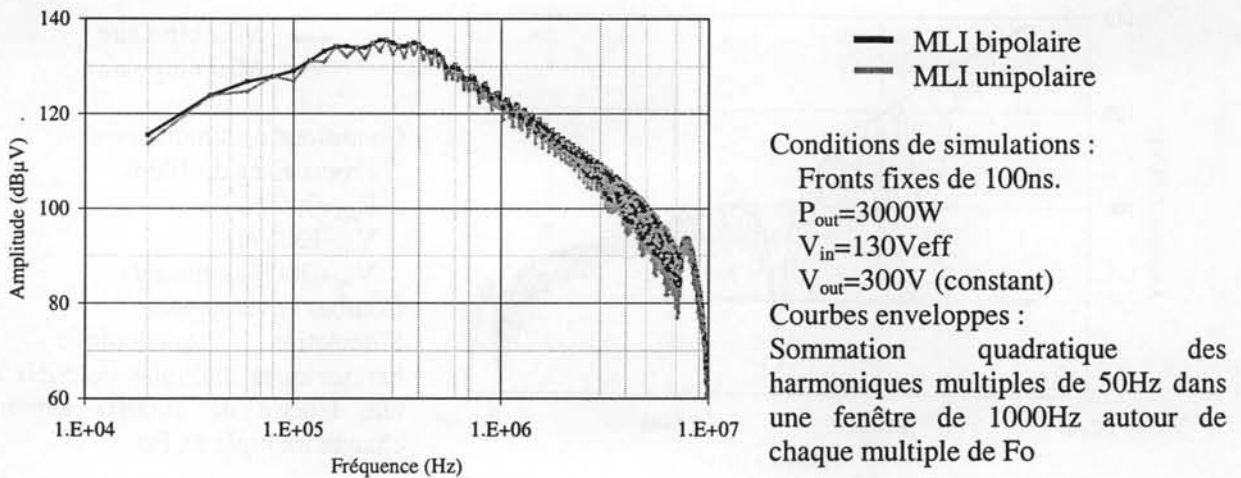
**Figure IV.37.** Représentations fréquentielles des perturbations conduites dans le bras supérieur du RSIL (avec inductance d'entrée).



**Figure IV.38.** Représentations fréquentielles des perturbations conduites dans le bras inférieur du RSIL.

Ce gain en basse fréquence est conséquent puisque l'inductance  $L_b$  d'entrée peut être réduite d'un facteur 4 pour un niveau de perturbations équivalent. En ce qui concerne les perturbations de mode commun, les deux lois de commande ont des effets comparables. Cela est vérifiable avec la comparaison des résultats théoriques sommant la totalité des perturbations de mode commun (figure IV.39)

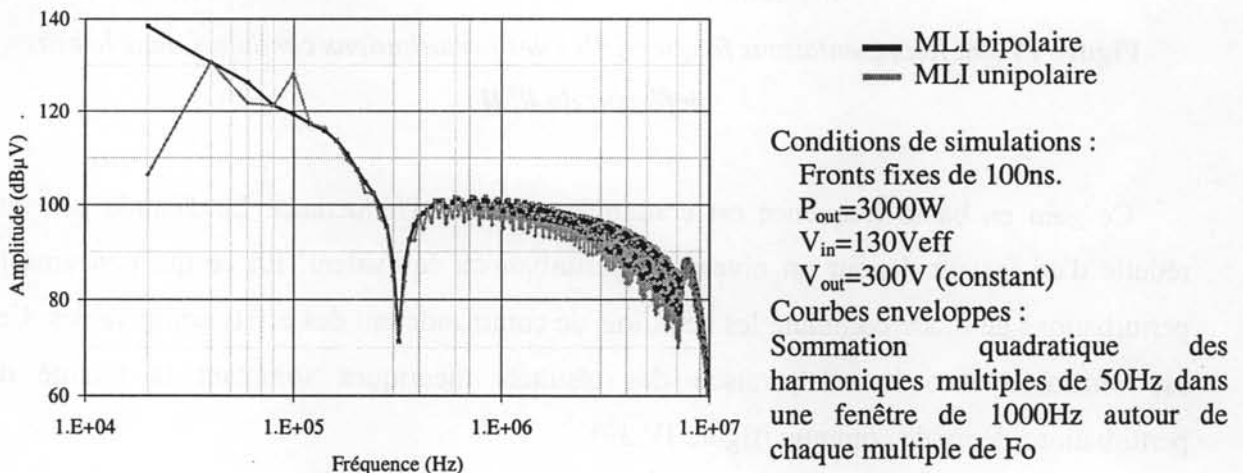




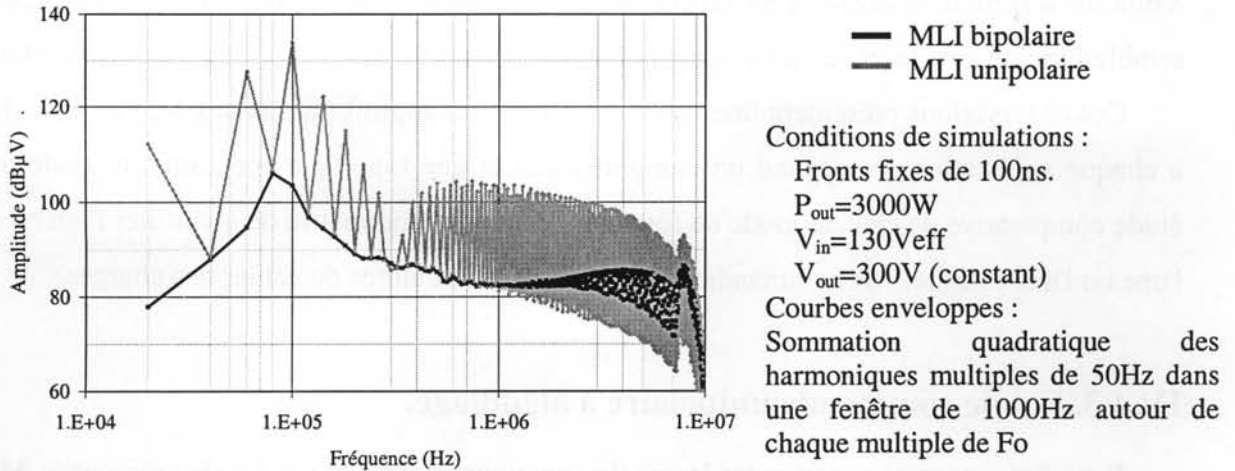
**Figure IV.39.** Représentations fréquentielles des perturbations conduites de mode commun totales.

#### IV.4.2.b. Chemins de propagation symétriques.

Nous venons de voir que la symétrisation des chemins de propagation avait un effet assez conséquent sur le niveau des perturbations de mode commun lorsque l'on utilisait une commande bipolaire, ceci grâce au recyclage des courants de perturbations et à l'augmentation de l'impédance des chemins de propagation. Dans le cas d'une commande unipolaire, les instants de commutation de chacun des bras ne sont pas synchronisés. De fait, on ne peut pas avoir l'effet de recyclage escompté. Les relevés ci-après figure IV.40,41 le mettent bien en évidence à travers une comparaison des niveaux de perturbations pour les lois de commande MLI bipolaire et unipolaire.

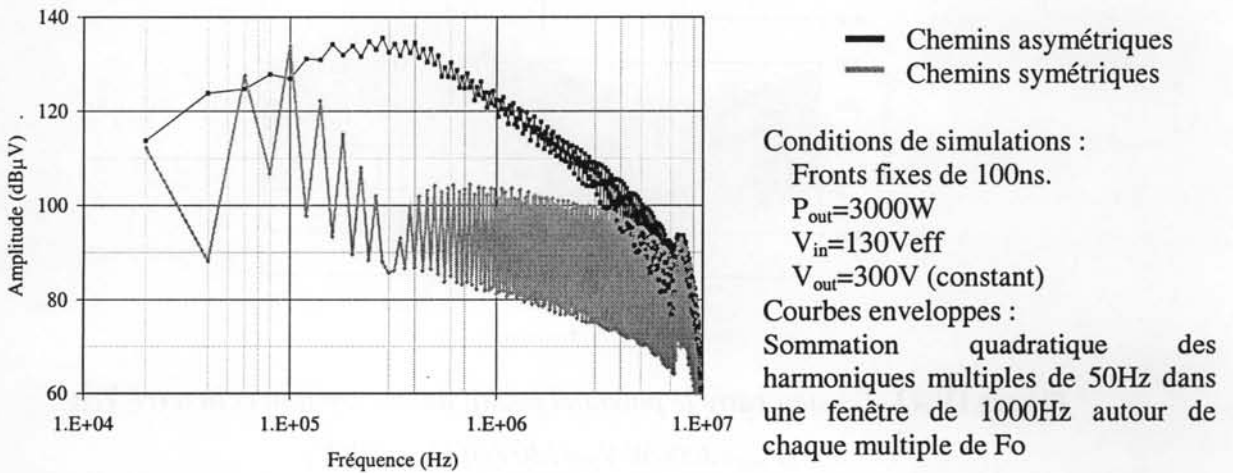


**Figure IV.40.** Représentations fréquentielles des perturbations conduites dans les deux bras du RSIL.



**Figure IV.41.** Représentations fréquentielles des perturbations conduites de mode commun totales.

On voit clairement que le partage de l'inductance sur chacun des bras réduit les perturbations de mode commun mais l'absence de recyclage ne permet pas d'atteindre les gains obtenus par l'utilisation d'une commande complémentaire. De plus les gains obtenus sont à nuancer car moins évident dans le cas de ce mode de fonctionnement comme on peut le voir avec la comparaison ci-dessous figure IV.42.



**Figure IV.42.** Représentations fréquentielles des perturbations conduites de mode commun totales avec et sans symétrisation avec une commande MLI unipolaire.

#### Commentaires.

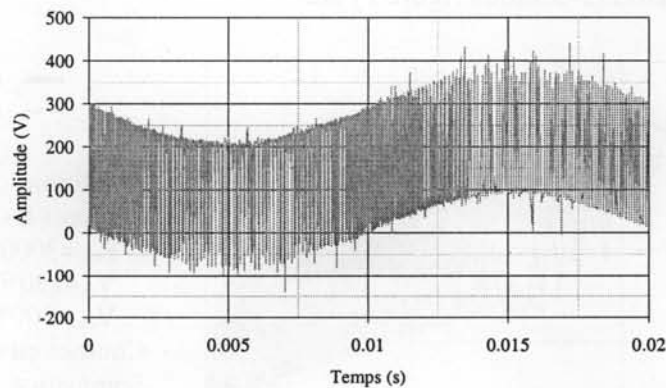
Les représentations spectrales des perturbations de mode commun pour les lois de commande MLI bipolaire et unipolaire dans le cas d'une structure à chemins de propagation quasi-symétriques montrent que la commande unipolaire ne bénéficie pas du même gain.

Voilà un argument intéressant en faveur de la commande MLI bipolaire qui jusqu'à présent semblait moins avantageuse en terme de perturbations (particulièrement de mode différentiel).

Ces observations présentent une voie à développer et approfondir au cas par cas. En effet, à chaque application correspond un comportement et une topologie spécifique et seule une étude comparative de chaque mode de fonctionnement peut permettre de quantifier l'intérêt de l'une ou l'autre des lois de commande en fonction des contraintes du cahier des charges.

#### IV.4.3. Loi de commande unipolaire à aiguillage.

Pour finir, nous allons aborder le cas du fonctionnement avec la loi de commande MLI unipolaire à aiguillage. Les lois de commande MLI bipolaire et unipolaire procèdent au découpage de la tension de sortie en utilisant les deux bras. De fait, les potentiels positif et négatif du bus continu se retrouvent appliqués périodiquement sur chacune de phases. Or, si les chemins de propagation sont asymétriques (l'inductance  $L_b$  sur une phase) alors comme nous l'avons vu, le bus continu oscille fortement par rapport à la terre. Ceci est représenté à travers un relevé pratique (figure IV.43) lors d'un fonctionnement en commande MLI bipolaire.



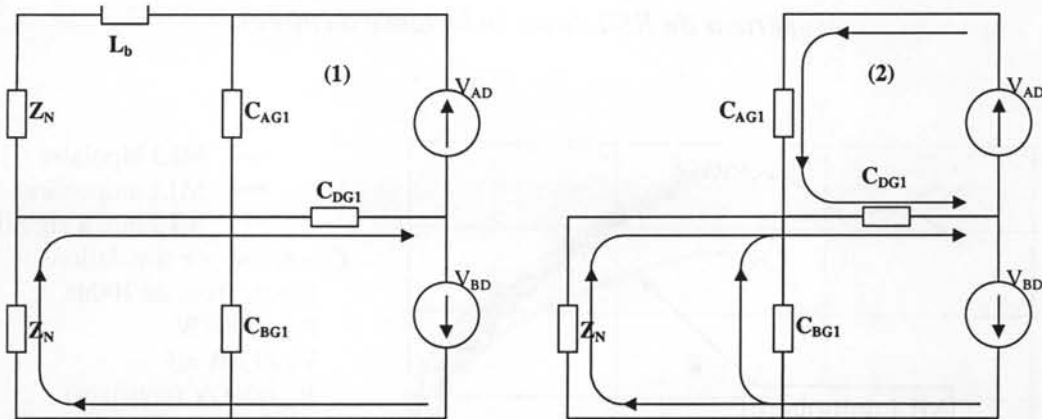
**Figure IV.43.** Tension entre le potentiel positif du bus continu et la terre  $V_{CG}$

$$(P_{out}=3000W \quad V_{in}=130V_{eff} \quad V_{out}=300V)$$

Si les effets capacitifs parasites du bus continu sont importants (à cause de la charge par exemple) nous avons là un générateur de perturbations de mode commun très important. L'idée développée dans ce paragraphe consiste à appliquer les observations faites en début de chapitre sur le mode de fonctionnement en MLI unipolaire à aiguillage 50Hz. En utilisant ce principe, on peut fixer l'une des phases à l'un ou l'autre des potentiels du bus continu. Pendant une demi-alternance, c'est le potentiel positif qui est connecté à une phase et pendant l'autre

demi-alternance c'est l'autre potentiel qui est connecté à la même phase. Cette modification fonctionnelle ne change en rien la structure et à la fonction prélèvement sinusoïdal.

Pour comprendre cet aspect, on peut considérer un schéma équivalent haute fréquence simplifié. Nous ferons comme hypothèse que les condensateurs du bus continu sont plus importants que ceux des bras (hypothèse réaliste). Dans ce cas, les perturbations de mode commun visibles depuis le RSIL sont principalement issues de la source  $V_{BD}$ . Ceci est valable lorsque l'impédance de l'inductance devient supérieure à celle du condensateur  $C_{DG}$  comme le montre les deux exemples figure IV.44 ci-après.



**Figure IV.44.** Schémas équivalents simplifiés avec principaux chemins de propagation des courants de mode commun (1) premiers multiples de  $F_0$ , (2) hautes fréquences.

Si cette source est la principale origine des perturbations de mode commun, il faut essayer de réduire au maximum son impact. L'utilisation de la loi de commande avec aiguilleur à 50Hz peut satisfaire cette condition. Nous avons donc implanté dans le modèle fréquentiel cette loi de commande. Les représentations fréquentielles ci-dessous (figure IV.45, 46,47) permettent de comparer les perturbations émises par les trois commandes : MLI bipolaire et unipolaire et unipolaire à aiguillage (pour une structure asymétrique). Les calculs sont faits en considérant le modèle fréquentiel déterminé dans ce chapitre.

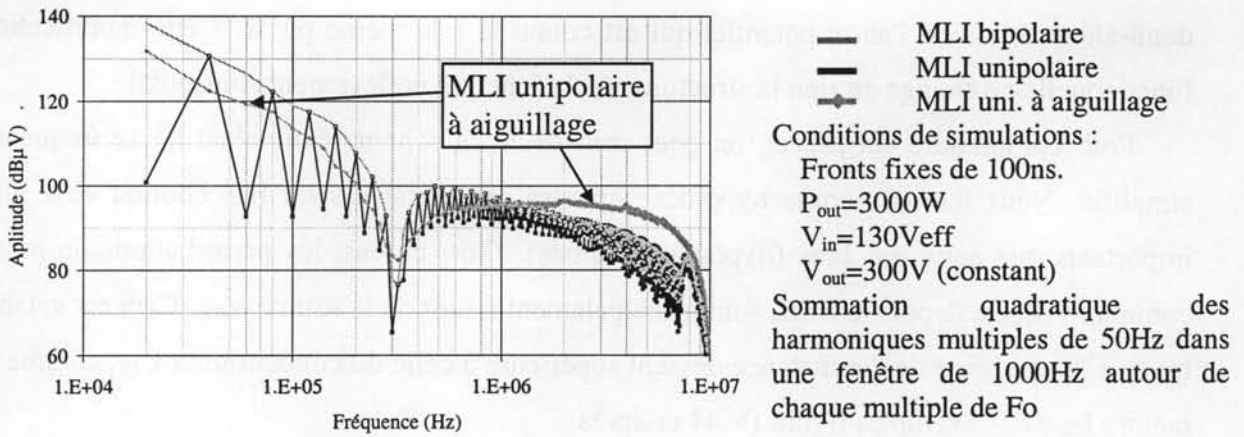


Figure IV.45. Représentations fréquentielles des perturbations conduites dans le bras supérieur du RSIL (avec inductance d'entrée).

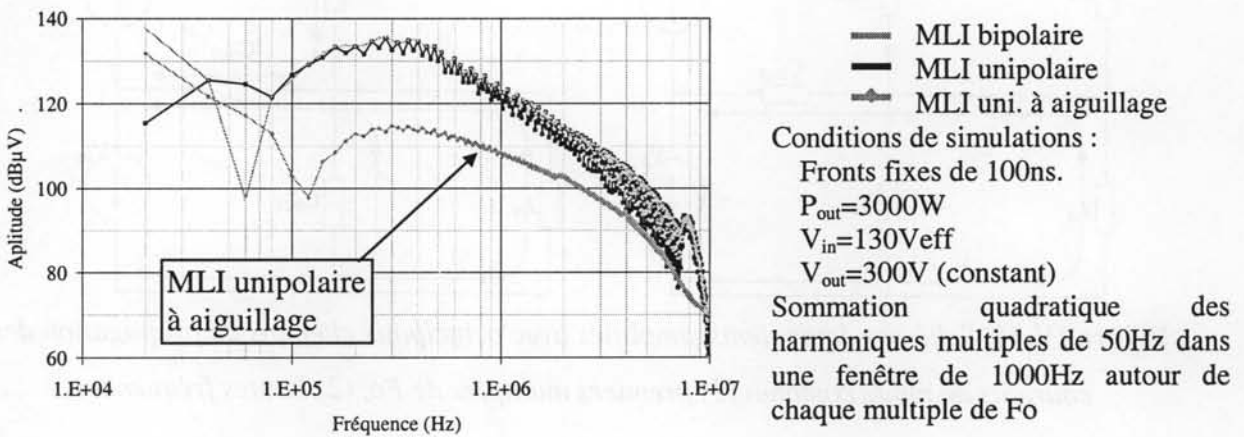


Figure IV.46. Représentations fréquentielles des perturbations conduites dans le bras inférieur du RSIL.

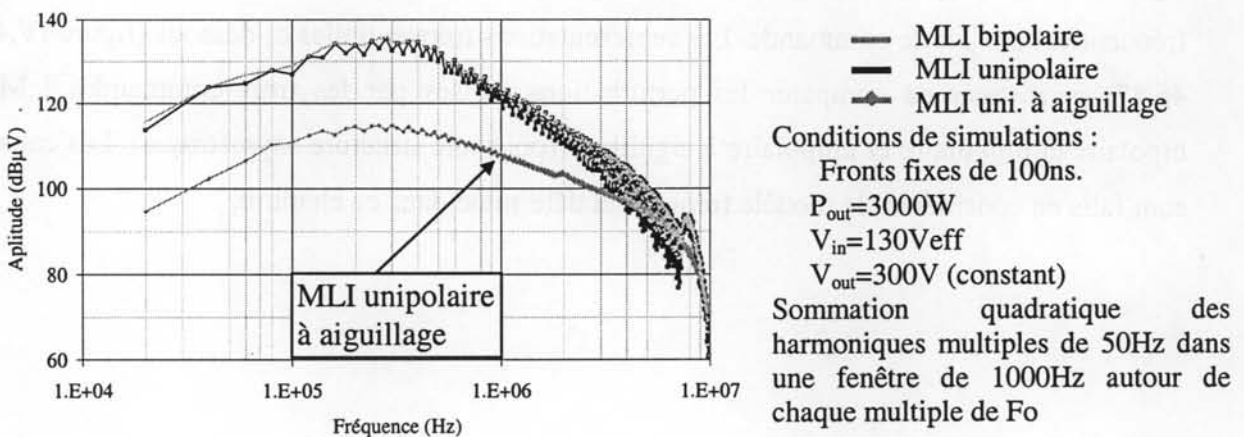


Figure IV.47. Représentations fréquentielles des perturbations conduites de mode commun totales.

Les effets de ce mode de fonctionnement sont multiples. Tout d'abord, en terme de perturbations de mode différentiel, on peut remarquer des gains vis-à-vis d'un fonctionnement avec commande MLI bipolaire. Ceci est dû au comportement caractéristique trois états des commandes unipolaires qui réduit le niveau de tension appliquée à l'inductance  $L_b$  et donc l'ondulation de courant. En revanche, on n'obtient pas le décalage du spectre (doublement de la fréquence) comme c'est le cas d'une commande unipolaire classique à cause bien sûr du fonctionnement de l'un des bras en aiguilleur 50Hz.

En ce qui concerne les perturbations de mode commun, on peut constater des gains assez conséquents (environ  $-20\text{dB}$ ). En fait, dans ce mode de fonctionnement, en agissant juste sur les lois de commande, on excite moins les chemins de propagations de mode commun du bus continu. Voilà une nouvelle observation qui peut être intéressante compte tenu du fait que l'on ne dégrade nullement la fonction du convertisseur.

En synthèse de cette discussion, nous proposons un tableau récapitulatif des différentes observations faites, les comparaisons étant faites à inductance d'entrée  $L_b$  et fréquence de découpage identiques et sans considérer les pertes.

Lois de commande	Chemins de propagation	Perturbations de mode différentiel	Perturbations de mode commun
MLI bipolaire	Symétriques	-	++
	Asymétriques	-	-
MLI unipolaire	Symétriques	++	+
	Asymétriques	++	-
MLI unipolaire à aiguillage	Symétriques	+	+
	Asymétriques	+	++

**Tableau IV.4 :** Comparaison des différentes possibilités de fonctionnement.

+ : faible niveau de perturbations

- : fort niveau de perturbations

#### IV.5. Conclusion.

Nous venons d'aborder une nouvelle application du modèle fréquentiel. Celui semble bien adapté à ce type de structure. Nous avons pu constater qu'il est encore difficile de prédire de manière efficace les perturbations conduites dans ce cas car les phénomènes parasites

deviennent prépondérants dès les premiers multiples de la fréquence de découpage. Or, l'identification de ces derniers n'est pas une chose facile compte tenu du point de fonctionnement fort courant, forte tension. Il a été mis en évidence que plus que jamais, la spécificité des moyens de filtrage peut devenir importante lors de la montée en puissance. Le modèle fréquentiel peut être une solution car il tient compte de l'environnement et des effets des moyens de filtrage mis en jeu pour la prédétermination des perturbations conduites en régime permanent.

Nous avons ensuite abordé des aspects fonctionnels de cette structure où l'impact des lois de commande sur le niveau des perturbations conduites a été étudié. Il a été mis en évidence que de substantiels gains peuvent être obtenus en terme de perturbations de mode commun via des principes de recyclage des courants ou encore par la stabilisation des potentiels du bus continu par rapport à la terre. Les gains apportés par ces modifications fonctionnelles reste à estimer au cas par cas car bien souvent fonction des éléments parasites du schéma équivalent haute fréquence.

L'étude et la modélisation des perturbations conduites ont été menées sur une topologie monophasée. Néanmoins, il est possible d'envisager sans grande difficulté une modélisation plus complexe triphasée. Une autre possible application concerne les fonctionnements en mode glissant ou hystérésis où moyennant une estimation préalable des instants de commutation de manière théorique (via une simplification du montage), de bons résultats peuvent être obtenus.

# **Conclusion générale.**





La diversité des redresseurs de courant commandés offre de nombreuses possibilités aux concepteurs de convertisseurs à prélèvement sinusoïdal. Cette tâche s'effectue via un découpage haute fréquence des grandeurs électriques. L'entrée en vigueur des normes CEM (hautes fréquences) impose aujourd'hui une mise en conformité des équipements. Les perturbations issues du découpage doivent être étudiées et caractérisées pour vérifier la compatibilité des convertisseurs.

Dans ce travail, nous avons remarqué que les redresseurs commandés, dont la fonction est d'associer des sources basse fréquence à des charges continue via un découpage HF, introduisent une complexité liée principalement à la loi de commande et à la structure. Ceci rend plus délicate l'approche CEM classique (simulations temporelles). Cependant, il a été montré que les structures de conversion basées sur des cellules de commutation avec charge capacitive tels que les redresseurs de courant, admettent plusieurs hypothèses simplificatrices autorisant une modélisation fréquentielle performante des perturbations conduites. Cette dernière repose sur une linéarisation du comportement temporel des cellules de commutation. Il est démontré que l'on peut remplacer toute la cellule de commutation, le filtrage de sortie et la charge par plusieurs sources de tensions qui décrivent le comportement perturbateur du convertisseur. Ces sources, modélisées dans le domaine fréquentiel excitent une fonction de transfert représentant les chemins de propagations d'où peuvent être déduits les niveaux des perturbations conduites. De fait, les seules approximations concernent le degré de complexité choisi pour la modélisation des sources de perturbations et des chemins de propagation.

Ce modèle fréquentiel simplificateur permet de caractériser les perturbations conduites dans les redresseurs de courants en tenant compte de l'ensemble des phénomènes et éléments parasites via une modélisation haute fréquence. La mise en équation permet de déduire le régime permanent de la structure (variables de contrôle). Particulièrement rapide, cette méthode de calcul des représentations spectrales des perturbations peut être utilisée pour l'optimisation et la mise en conformité des convertisseurs. Les gains sont conséquents puisque seules les fréquences qui nous intéressent sont à calculer en comparaison avec les simulations temporelles où l'ensemble de la structure doit être simulé avec finesse et pour une durée correspondant à la période du signal généralement longue (20ms) devant la période de découpage et la durée des phénomènes HF.

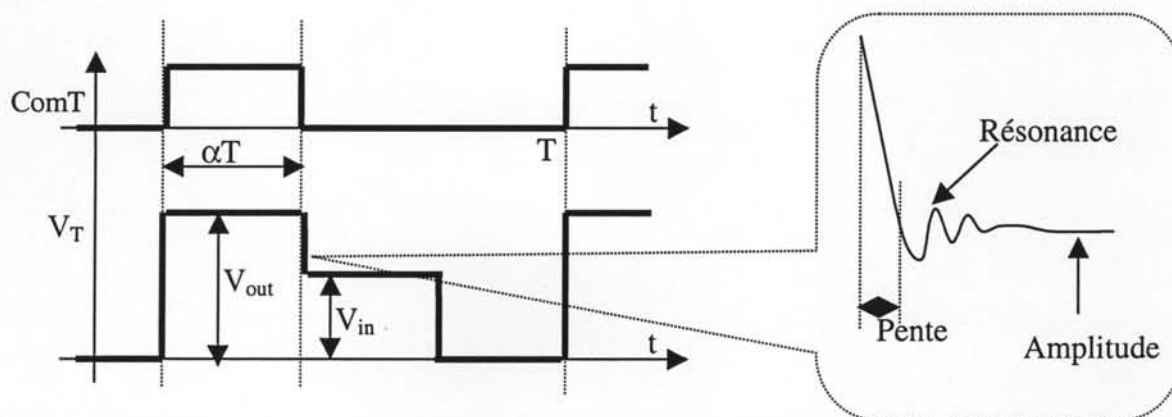
L'étude et la caractérisation des perturbations conduites du redresseur mono-interrupteur via une modélisation fréquentielle (modélisation adaptée à cette structure) ont mis en évidence l'importance des phénomènes parasites dans la représentation fréquentielle des perturbations. D'un mode de fonctionnement simple, cette structure présente l'avantage de séparer naturellement chacune des composantes de mode commun et de mode différentiel. Cette propriété facilite l'étude et le dimensionnement des moyens de filtrage. Il est clairement apparu que l'étude du filtrage doit tenir compte de l'environnement électrique (particulièrement les éléments parasites). L'utilisation du modèle fréquentiel permet de remplir cette tâche tout en prenant en compte les valeurs du filtre dans la détermination du nouveau point de fonctionnement.

L'étude du redresseur de courant en pont complet à travers une application 3kW a aussi été menée en utilisant la modélisation fréquentielle. Là encore, la caractérisation des phénomènes parasites est prépondérante dans la détermination des perturbations conduites. Dans le cas des structures de fortes puissances, il semble que se soit ces phénomènes parasites qui fixent la majeure partie de l'évolution fréquentielle des perturbations (dès les premiers multiples de la fréquence de découpage). Il a été montré que l'ajout d'un filtre "type" (industriel par exemple) peut s'avérer inefficace. La fin de l'étude a montré que des gains importants peuvent être obtenus en agissant sur la structure (symétrisation) et sur la loi de commande. Il apparaît que ces choix peuvent jouer avantageusement sur les perturbations de mode commun. La symétrisation des chemins de propagation confère à la commande MLI bipolaire un comportement faiblement perturbateur en terme de mode commun. Le fonctionnement avec une loi de commande unipolaire à aiguillage permet aussi de réduire fortement les perturbations lorsque les chemins de propagation de mode commun rattachés au bus continu sont prépondérants.

Il est à noter que nous avons rencontré certaines difficultés concernant la qualité et la reproductibilité des mesures. La période d'étude de ce type de structure étant importante, les conditions de fonctionnement restent difficiles à maintenir stables ce qui rend les mesures plus difficiles à reproduire. Il nous semble bon de souligner qu'un travail de fond sur les aspects mesures pourrait s'avérer intéressant.

Le travail que nous avons mené dans cette thèse n'a eu pour applications que des structures fonctionnant en conduction continue. En fait, les structures fonctionnant en

conduction discontinue peuvent-elles aussi être modélisées et étudiées de la même manière. Néanmoins, dans le cas de ces structures, l'applicabilité du modèle repose sur des conditions supplémentaires qui peuvent rendre difficile voir impossible la modélisation. C'est en fait l'absence d'informations sur l'état des sources de perturbations lors des phases de non-conduction qui représente le principal problème. Ceci est illustré dans la figure ci-dessous où l'on présente la forme d'onde d'une source de perturbations d'une structure en conduction discontinue.



*Formes d'ondes de la source de perturbations principale d'un convertisseur mono interrupteur en conduction discontinue.*

La décroissance de la tension de  $V_{out}$  à  $V_{in}$  est gérée par les éléments en amont de la cellule, en particulier le filtre et le comportement de semi-conducteurs à l'état bloqués, et non plus par la cellule de commutation. Ceci peut rendre plus délicate la modélisation

Il reste là un travail conséquent pour modéliser et caractériser les perturbations conduites de ce type de structures. Il est à noter que l'étude des perturbations conduites de mode différentiel de ce type de convertisseurs a fait l'objet d'une application spécifique utilisant la modélisation fréquentielle [Crebier-A5].

D'autres perspectives de recherche de ce travail sont envisageables. L'outil mathématique maintenant disponible autorise des travaux nouveaux et complémentaires vis-à-vis des lois de commande par exemple (commandes hystérésis, fréquence variable...) et permet de reconsidérer l'aspect fonctionnel vis-à-vis d'une structure (topologie triphasée par exemple) comme nous l'avons fait en fin du chapitre IV. Par ailleurs, l'étude des moyens de filtrage a mis en évidence de nouveaux travaux de recherche liés à l'utilisation de composants non parfaits dont il faut tenir compte. Le niveau de puissance, l'accroissement des densités de pertes via l'intégration en électronique de puissance posent de nouveaux problèmes liés à l'importance des phénomènes parasites comme nous l'avons souligné dans le dernier chapitre.







**Références  
bibliographiques**





Nomenclature:

An : Article de congrès ou de revue (numéroté n dans cette thèse).

D : Rapport de D.E.A.

DB : Données constructeur.

H : rapport d'habilitation à diriger des recherches.

L : Livre.

N : Norme.

T : Rapport de Thèse.

R : Rapport industriel

- [61000-3-2-N] International electrotechnical commission IEC1000-3-2,  
*"Limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16A per phase)"*,  
Aout 1995.
- [61000-3-4-N] International electrotechnical commission project,  
*"Harmonique limits for connection of equipement with input current exeeding 16A to the public low voltage supply system"*,  
Novembre 1995.
- [55011-N] ISM 550011,  
*"Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment"*,  
Juillet 1991.
- [Aimé-A] G. Aimé,  
*"Conception de convertisseurs sur substrats métalliques isolés"*,  
Thèse CNAM, 1994.
- [Akhbari-A] M. Akhbari, J.L. Schanen, J. Roudet, R. Perret,  
*"Simulation d'une cellule de commutation TMOS/diode : analyse des résultats"*,  
GDR intégration en electronque de puissance, rencontre du 25 mars 1999.
- [Aliz-A] B. Alizadeh,  
*"EMI & thermal considerations in off-line boost converter-based power factor controllers"*,  
PCIM'91, pp149-156.
- [Ande-A] M. A.E. Andersen,  
*"Fast prediction of differential mode noise input filter requirements for flyback and boost unity power factor converters"*,  
EPE 97, p2.806-2.809.
- [Andrieu-T] C. Andrieu,  
*"Contribution à la conception d'alimentation à découpage à absorption sinusoïdale"*,  
thèse de l'INP Grenoble, 22 juin 1995.
- [Balogh-A] L. Balogh, R. Redl  
*"Power factor correction with interleaved boost converters in continuous inductor current mode"*,  
APEC 93, pp168-174.
- [Bart-A] P. Bartholomeus, P. Le Moigne, C. Rombaut,  
*"Comparaison des structures boost conventionnelles et multiniveaux pour les applications à correction de facteur de puissance"*,  
EPF'98, pp345-350.
- [Batard-A] Batard, Meynard, Foch, Marrol,  
*"Circuit oriented simulation of power semiconductor using SUCESS. Application to diodes and bipolar transistors"*,  
EPE'91, pp68-73.

- [Bialos-A] P. Bialoskorski, W. Koczara,  
*"Unity power factor three phase rectifiers"*,  
 PESC 93, pp669-674.
- [Bruno-A] A.B. Bruno,  
*"Conducted emission models for switching power supplies"*,  
 IEEE Int. Symp. On EMC'87, Atlanta, pp188-195.
- [Burnet-D] J.P. Burnet,  
*"Chargeur de batteries pour véhicules électriques : lois de commande pour solution triphasé"*,  
 D.E.A. de INP Grenoble, 21 juin 1996.
- [Buzon-D] D. Buzon,  
*"Redresseur triphasé à absorption sinusoïdale "*,  
 DEA de INP Grenoble, Juin98.
- [Cald-A] P. Calderia, R. Liu, D. Dalal, W.J. Gu,  
*"Comparison of EMI performance of PWM and resonant power converters"*,  
 PESC'93, pp134-140.
- [Chauchat-A] B. Chauchat, P. Joyeux, M. Brunello, J.P. Ferrieux,  
*"Chargeur de batteries intégré triphasé pour véhicule électrique"*,  
 EPF 96 pp223-229.
- [Chauchat-T] B. Chauchat,  
*"Chargeur de batteries intégré triphasé pour véhicule électrique"*,  
 thèse de l'INP Grenoble, 22 juin 1998.
- [Chen-A1] Q. Chen,  
*"Electromagnetic interference (EMI) design considerations for high power AC/DC converter"*,  
 PESC'98, pp1159-1164.
- [Chen-A2] C. Chen, X. Xu, M. Divan,  
*"Conductive electromagnetic interference (EMI) noise evaluation for an actively clamped resonant DC link inverter 'ACRDCLI' for electric vehicle (EV) traction drive applications"*,  
 IAS'97, pp1550-1557.
- [CISPR16-N] CISPR 16,  
*"CISPR specification for radio interference measuring apparatus and measurement methods"*,  
 second edition, 1987.
- [Cittadini-T] R. Cittadini,  
*"Gestion de la commutation et synthèse de filtres CEM dans les convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels"*,  
 thèse de l'Université de Montpellier II, 26 oct. 1996.
- [Cogitore-T] B. Cogitore,  
*"Recherche de circuits équivalents pour composants magnétiques haute fréquence"*,  
 thèse de l'INPG, 11 juillet 1994.
- [Clavel-T] E. Clavel,  
*"Vers un outils de conception de câblage : le logiciel InCa"*,  
 thèse de l'INPG, septembre 1996.
- [Costa-A1] F. Costa, N. Jacques, E. Laboure, F. Mazaleyrat, S. Delbosc, A. Lacarnoy,  
*"Optimisation du volume et de l'efficacité des filtres RFI dans une alimentation à découpage"*,  
 EPF'98, pp219-224.

- [Costa-A2] F. Costa, F. Forest, A. Puzo, G. Rojat,  
*"Influence du mode de commutation sur les perturbations conduites et rayonnées"*,  
 colloque CEM Nantes 1992, pp29-40.
- [Costa-H] F. Costa,  
*"Compatibilité électromagnétique dans les convertisseurs statiques haute fréquence"*,  
 Habilitation à diriger des recherches, Université Paris XI 1998.
- [Crebier-R] J.C. Crebier,  
*"Bornes de recharge rapide pour véhicules électriques"*,  
 rapport de contrat avec EDF, sept 1997.
- [Crebier-A1] J.C. Crebier, D. Buzon, M. Brunello, J.P. Ferrieux,  
*"The three phase interleaved boost rectifier: study and comparison"*,  
 EPE'99 à paraître.
- [Crebier-A2] J.C. Crebier, J. Roudet, J.L. Schanen,  
*"Problems using LISN in EMI characterization of power electronic converters"*,  
 PESC'99 à paraître.
- [Crebier-A3] J.C. Crebier, M. Brunello, J.P. Ferrieux,  
*"A new method for EMI study in PFC rectifiers "*,  
 PESC'99 à paraître.
- [Crebier-A4] J.C. Crebier, M. Brunello, J.P. Ferrieux,  
*"EMI analysis of full bridge PFC rectifiers "*,  
 EPE'99 à paraître.
- [Crebier-A5] J.C. Crebier, M. Brunello, J.P. Ferrieux,  
*"Differential mode current harmonic forecast for DCM boost rectifier design "*,  
 EPE'99 à paraître.
- [Dujari-A] S. Dujari, S. Baurle,  
*"Eliminating energy waste"*,  
 PCIM Europe, N°5/98, pp260-265
- [Duke-A] R. M. Duke, B. Ram,  
*"Comparative emissions measurements for full-bridge switching strategies"*,  
 EPE'97, pp2.800-2.805.
- [Ferrieux-L] J.P. Ferrieux, F. Forest,  
*"Alimentation à découpage, convertisseur à résonance"*,  
 3<sup>ème</sup> édition, collection technologie, Dunod et Masson, Avril 1999
- [Fonseca-D] A. Fonseca,  
*"Convertisseur de puissance pour recharges rapides des véhicules électriques"*,  
 DEA de INP Grenoble, sept 97.
- [Garcia-A] O. Garcia, J.A. Cobos, R. Priet and J. Uceda,  
*"Single switch AC/DC power factor correction converter valid for both three phase and single phase application"*,  
 EPE97, pp1.188-1.193.
- [Gautier-A] C. Gautier, E. labouré, F. Costa,  
*"Modélisation fine des composants passifs pour la simulation CEM des convertisseurs statiques"*,  
 EPF96, pp251-256.
- [Grandi-A] G. Grandi, D. Casadei, U. Reggiani,  
*"Analysis of common and differential mode HF current components in PWM inverter-Fed AC motors"*,  
 PESC'98, pp1146-1151.

- [Guerra-A] A. Guerra, F. Maddaleno, M. Soldano,  
*"Effects of diode recovery characteristic on electromagnetic noise in PFCs"*,  
 APEC'98, pp944-949.
- [Guffon-A] S. Guffon et autres,  
*"A new approach of sliding mode control of an active filter"*,  
 IEEE, PESC'98, pp
- [Holmes-A] D.G. Holmes,  
*"A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based PWM strategies"*,  
 IAS'98, pp1207-1214.
- [Holtz-A] J. Holtz,  
*"Pulsewidth modulation, a survey"*,  
 IEEE transactions on industrial Electronics, Vol39, N°5, pp410-420, Dec 1992.
- [Idir-A] N. Idir, J.J. Franchaud, R. Bausière, A. Briffaud,  
*"Dispositif de contrôle des gradients de courant ou de tension pendant la comutation des transistors de puissance à grille isolée"*,  
 EPF'98, pp69-72.
- [Ismail-A] E.H. Ismail, R. Erickson,  
*"A single transistor three-phase resonant switch for high quality rectification"*,  
 PESC 92, pp1341-1351.
- [Kamm-A] E. Kamm,  
*"Design technics to limit EMI from switching-mode converters"*,  
 6<sup>th</sup> nat. Solid State power conf., Florida 1979, ppA1-A13.
- [Ladoux-A] P. Ladoux, P. Thalin, J. Nums,  
*"Analysis and redction of commun mode disturbances induced on the network by PWM rectifiers"*,  
 EPE'97, pp4.909-4.912.
- [Lai-A] J.S. Lai, Daoshen Chen,  
*"Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode"*,  
 APEC 93, pp267-273.
- [Lee-A] W. Zhang, F.C. Lee, J.Roudet, E. Clavel,  
*"Conducted EMI analysis of a boost PFC circuit"*,  
 IAS 97, pp223-229.
- [Lequeu-T] T. Lequeu,  
*"Etude du filtrage actif de puissance : Application à la réalisation d'un compensateur parallèle"*,  
 thèse de l'Université d'Aix Marseille III, 19 jan. 1996.
- [Lin-A] B.R. Lin, T.S. Hwang,  
*"Topologies for high power factor three-phase AC to DC converter"*,  
 EPE 95, pp2.858-2.863.
- [Malesani-A] L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin,  
*"High performance hysteresis modulation technique for active filters"*,  
 APEC'96, pp939-946.
- [Marroyo-A] L. Marroyo, H. Piquet, F. Richardeau,  
*"Méthodologie de dimensionnement d'un redresseur MLI à prélèvement sinus"*,  
 EPF'98, pp155-160.

- [Mehl-A] E.L.M. Mehl, I. Barbi,  
*"An improved high power factor and low cost three-phase rectifier"*,  
 APEC'95, pp835-841.
- [Meyer-A] J.M. Meyer, A. Rufer,  
*"A single-phase rectifier with reduced current ripple and power factor correction"*,  
 EPE'97, pp2.876-2.880.
- [MicroSim-DB] MICROSIM CORPORATION  
*"MicroSim Pspice A/D & Basics+; Circuit Analysis Software, User guide – version 7.1"*,  
 Octobre 1996.
- [Mida-A] H. Midavaine, P. Le Moigne, P. Bartholomeus,  
*"Multilevel three-phase rectifier with sinusoidal input currents"*,  
 PESC'96, pp1595-1601.
- [Mihalic-A] F. Mihalic, B. Toncek, M. Milanovic,  
*"Improved, harmonic spectrum and reduced EMI in boost converter by using the random modulation"*,  
 EPE'97, pp2.366-2.371.
- [Mohan-L] Mohan, Undeland, Robbins,  
*"Power electronics, converters, applications and design"*,  
 2<sup>ème</sup> édition, Wiley, 1995.
- [Nabae-A] A. Nabae, H. Nakano, S. Arai,  
*"Novel sinusoidal converters with power factor"*,  
 IAS 94, pp 775.
- [Nagel-A] A. Nagel, R.W. De Doncker,  
*"Analytical approximations of interference spectra generated by power converters"*,  
 IAS'97, pp1564-1570.
- [Nave-L] M. Nave,  
*"EMC in filter design"*,  
 Van Nostrand reinhold, New York, 1991
- [Nave-A1] M. Nave,  
*"Line Impedance Stabilization Networks: theory and use"*  
 RFI/EMI Corner, 1985, pp 54-56.
- [Nave-A2] M. Nave,  
*"The effects of duty cycle on switch mode power supplies common mode: Theory and experiment"*,  
 IEEE Int. Symp. on EMC'89, Washington, pp223-226.
- [Nave-A3] M. Nave,  
*"Prediction of conducted emissions in switched mode power supplies"*,  
 IEEE int. Symp. On EMC'86, pp167-173.
- [Okyere-A] P.F. Okyere, L. Heinemann,  
*"Computer-aided analysis and reduction of conducted EMI in switched-mode power converter"*,  
 APEC'98, pp924-928.
- [Paul-L] C.R. Paul,  
*"Introduction to electromagnetic compatibility"*,  
 Wiley & sons, 1992.
- [Paul-A] C.R. Paul, K. B. Hardin,  
*"Diagnostic and reduction of conducted noise emissions"*,  
 IEEE Int. Symp. On EMC'88, Seattle, pp19-23.

- [Popescu-D] R. Popescu,  
*"Caractérisation d'un onduleur monophasé et triphasé dans la bande RF"*,  
 D.E.A. de INP Grenoble, 20 juin 1997.
- [Reby-T] F. Reby,  
*"Réduction des harmoniques haute fréquence générés par les convertisseurs statiques : méthode de la dérivée continue appliquée au contrôle du courant gradient de courant pendant les commutations"*,  
 thèse de ECL, 27 jan. 1999.
- [Reis-A] F.S. Dos Reis, J. Sebastian, J.Uceda,  
*"Determination of power factor preregulators conducted EMI"*,  
 EPE 95, pp3.259-3.264
- [Rod-A] J.Rodriguez, E. Wiechmann,  
*"High power factor rectifiers"*,  
 EPE'95, pp2.670-2.676.
- [Roudet-A] J Roudet, J.L. Schanen, F. Mérienne,  
*"Boost converter modeling for EMC performance improvement"*,  
 ELECTRIMACS'96, Saint Nazaire.
- [Saetieo-A] S. Saetieo, R. Devaraj, D. Torrey,  
*"The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control"*,  
 IEEE Transactions on industry application 95, pp993-1000.
- [Salmon-A1] J. Salmon,  
*"Reliable 3-phase PWM boost rectifiers employing series-connected dual boost converter sub topology"*,  
 IAS 94 pp781-788.
- [Salmon-A2] J. Salmon,  
*"3 phase PWM boost rectifier circuit topologies using 2-level and 3-level asymmetrical half-bridges"*,  
 APEC'95 pp842-848.
- [Schanen-T] J.L. Schanen,  
*"Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs en électronique de puissance"*,  
 thèse de l'INPG, janvier 1994.
- [Schanen-A2] J.L. Schanen, J. Roudet, W. Teulings, F. Merienne,  
*"Modèles analytiques de prédiction des performances CEM d'une cellule de commutation MOSFET-Diode"*,  
 EPF'98, pp235-240.
- [Scheich-T] R. Scheich,  
*"Caractérisation et prédétermination des perturbations électromagnétiques conduites dans les convertisseurs de l'électronique de puissance"*,  
 thèse de l'INPG, 21 oct. 1993.
- [Scheich-A] R. Scheich, J. Roudet,  
*"Comparison of a Forced Switching and quasi-resonant series chopper with regard to radio frequency noise emission"*,  
 ETEP Vol6, No 1/1996, pp 5-14.
- [Schramm-A] D.S Schramm, M.O. Buss  
*"Mathematical analysis of a new harmonic cancellation technique of input line current in DICM boost converters"*,  
 PESC'98, pp1337-1343

- [Schutz-T] J. Schutz,  
*"Méthodologie de conception d'une alimentation à découpage"*,  
 thèse de l'INP Grenoble, 6 janvier 1999.
- [Schwab-DB] SCHWAB,  
*"Elektromagnetische Verträglichkeit"*,  
 Springer verlag, 1990, Germany.
- [Seguier-L] F. Labrique, G. Seguier, R. Bausière,  
*"Les convertisseurs de l'électronique de puissance"*,  
 Tomes 1,2,3,4, 2<sup>ème</sup> édition, Technique et documentation Lavoisier, 1995.
- [Seguin-A] B. Seguin, J.P. Ferrieux,  
*"Etude et modélisation de la résistance série équivalente ESR des condensateurs utilisés en électronique de puissance. Application au calcul des pertes en régimes permanent"*,  
 EPF96, pp263-268.
- [Simonetti-A] L. Simonetti, J. Sebastian, J. Uceda,  
*"Single switch 3 phase power factor preregulator under variable switching frequency and discontinuous input current"*,  
 PESC 93, pp 657.
- [Simplorer-DB] B. Knorr, U. Knorr, L. Zacharias, H. Puder,  
*"SIMPLORER, reference manual – version 3.3"*,  
 SIMEC GmbH & Co KG, 1998.
- [Spangler-A] J.J. Spangler, A.K. Behera,  
*"A comparison between hysteretic and fixed frequency boost converters used for power factor correction"*,  
 APEC93, pp281-285.
- [Tanaka-A] T. Tanaka, T. Ninomiya,  
*"Random-switching control for DC-to-DC converter: analysis of noise spectrum"*,  
 PESC92, pp579-586.
- [Teu-T] W. Teulings,  
*"Prise en compte du câblage dans la conception et la simulation des convertisseurs de puissance : performances CEM"*,  
 thèse de l'INPG, 29 avril 1997.
- [Thalin-A] P. Thalin, P. Ladoux, J. Nuns,  
*"Redresseur triphasé à absorption sinusoïdale du courant pour les équipements de chauffage par induction"*,  
 EPF 96 pp159-161.
- [Told-DB] P.C. Told,  
*"UC3854 controlled power factor correction circuit design"*,  
 U-134, Unitrode Application note, 1995.
- [Tooth-A] D.J. Tooth, S.J. Finney, J.N.McNeill, B.W. Williams,  
*"Soft switching and interleaving for sinusoidal input current AC to DC step down converters"*,  
 PESC96, pp183-187.
- [Trzynad-A] A. M. Trzynadlowski,  
*"Comparative investigation of random PWM techniques with variable switching frequency and pulse position for inverter-fed AC drives"*,  
 EPE97, pp343-2.349.



- [Utkin-A] V.I. Utkin,  
*"Sliding mode control design principles and applications to electric drives"*,  
 IEEE on Trans. Ind. Elec., N)1, 1993, pp22-36.
- [Wang-A1] K. Wang, F.C. Lee, D. Borojevich, X. Yan,  
*"A new quasi-single-stage isolated three-phase ZVZCS buck PWM Rectifier"*,  
 PESC 96 pp449-455.
- [Wang-A2] A. Wang, S. R. Sanders,  
*"On optimal programmed PWM waveforms for DC-DC converters"*,  
 PESC92, pp571-578.
- [Walsh-A] F.R. Walsh, et autres,  
*"Analysis and influence of modelisation scheme on the sizing of the input filter in a PWM rectifier"*,  
 EPE97, pp2.929-933.
- [Zhang-A1] M.T. Zhang, Y. Jiang, F.C. Lee, M. Jovanovic,  
*"Single phase three-level boost power factor correction converter"*,  
 APEC 95, pp 434-439.
- [Zhang-A2] D. Zhang, D.Y. Chen,  
*"A new method to characterize EMI filters"*,  
 APEC98, pp929-933.
- [Ziogas-A1] M. kazerani, P.D. Ziogas, G. Joos,  
*"A novel active current waveshaping technique for solid-state input power factor conditioners"*,  
 IEEE Trans. On Indus. Elec. Vol38, N)1, Feb1991.
- [Ziogas-A2] P.D. Ziogas, Y.G. Kang, V.R. Stefanovic,  
*"PWM control techniques for rectifier filter minimization"*,  
 IEEE Trans. On Ind. Appli. Vol21 N°5, Sept 1985.
- [Ziogas-A3] A.R. Prasad, P.D. Ziogas, S. Mantias,  
*"An active power factor correction technique for 3 phase diode rectifier"*,  
 PESC 89, pp58-66.
- [Ziogas-A4] N.R. Zargari; G. Joos, P. D. Ziogas,  
*"Imput filter desing for PWM current-source rectifiers"*,  
 APEC'93, pp824-830.
- [Zmood-A] D. Zmood, D.G. Holmes,  
*"Practical performance limitations for PWM strategies"*,  
 IAS'98, pp1245-1252.

# **Annexe**



**Calculs théoriques des perturbations conduites à partir du modèle fréquentiel:**

**Redresseur en pont complet à IGBT, 3 kW, MLI bipolaire**

Absorption sinusoïdale, parfaite en basse fréquence, avec renvoi des harmoniques en HF.

**Déclaration des grandeurs électriques**

Réseau

$$Fr := 50 \quad Tr := \frac{1}{Fr} \quad \omega r := 2 \cdot \pi \cdot Fr \quad V_{eff} := 137 \quad V_{max} := V_{eff} \cdot \sqrt{2} \quad I_{eff} := \frac{3000}{V_{eff}}$$

Batterie

$$V_{out} := 300$$

Fréquence de découpage

$$Fo := 20000 \quad \omega_o := 2 \cdot \pi \cdot Fo \quad To := \frac{1}{Fo}$$

Temps de montée des interrupteurs (Tm) et Temps de désynchronisation des bras du redresseur (Td)

$$T_m := 1 \cdot 10^{-7} \quad T_d := 10 \cdot 10^{-9}$$

**Déclaration des composants du schéma équivalent haute fréquence**

Rsil:	Inductances :	Capacités parasites de l'onduleur	Circuit:
LN := 50 · 10 <sup>-6</sup>	L1o := 1.02 · 10 <sup>-3</sup>	Cga := 0.8 · 10 <sup>-9</sup>	Lar <sub>2</sub> := 100 · 10 <sup>-9</sup>
CN := 470 · 10 <sup>-9</sup>	C1o := 244 · 10 <sup>-12</sup>	Cgb := 0.8 · 10 <sup>-9</sup>	Lbr <sub>4</sub> := 200 · 10 <sup>-9</sup>
R := 50	R1o := 103 · 10 <sup>3</sup>	Cgd := 5 · 10 <sup>-9</sup>	Ll := 10 · 10 <sup>-6</sup>
C1 := 8 · 10 <sup>-6</sup>	L2o := 1.05 · 10 <sup>-3</sup>	(Attention Cgd représente Cgd+Cgc)	
Lg := 100 · 10 <sup>-9</sup>	C2o := 266 · 10 <sup>-12</sup>		
	R2o := 103 · 10 <sup>3</sup>		

**Calcul des paramètres de contrôle à partir du montage et du cahier de charges.**

$$n := 1 \quad p_n := \omega r \cdot n \cdot i$$

Définition des impédances du montage:

$$Z1_n := Ll \cdot p_n$$

$$Z2_n := \frac{1}{C1 \cdot p_n}$$

$$Z3_n := Z2_n$$

$$Z4_n := LN \cdot p_n$$

$$Z5_n := Z4_n$$

$$Z6_n := \frac{1}{CN \cdot p_n} + R$$

$$Z7_n := Z6_n$$

$$ZN_n := R$$

$$Z9_n := Lg \cdot p_n$$

$$Z8_n := \frac{1}{C1o \cdot p_n + \frac{1}{L1o \cdot p_n} + \frac{1}{R1o}} + Lar_2 \cdot p_n + \frac{1}{C2o \cdot p_n + \frac{1}{L2o \cdot p_n} + \frac{1}{R2o}}$$

$$Z10_n := \frac{0}{C2o \cdot p_n + \frac{1}{L2o \cdot p_n} + \frac{1}{R2o}} + Lbr_4 \cdot p_n$$

$$Z11_n := \frac{1}{Cga \cdot p_n} \quad Z13_n := \frac{1}{Cgb \cdot p_n} \quad Z12_n := \frac{1}{Cgd \cdot p_n}$$

$$ZC1_n := Z1_n + Z2_n + Z3_n$$

$$ZC2_n := Z2_n + Z4_n + Z6_n$$

$$ZC3_n := Z3_n + Z5_n + Z7_n$$

$$ZC4_n := Z6_n + Z8_n + Z9_n + Z11_n$$

$$ZC5_n := Z7_n + Z9_n + Z10_n + Z13_n$$

$$ZC6_n := Z11_n + Z12_n$$

$$ZC7_n := Z12_n + Z13_n$$

Définition de la matrice admittance:  $admi := \begin{bmatrix} ZC1_n & -Z2_n & Z3_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Z2_n & ZC2_n & 0 & -Z6_n & 0 & 0 & 0 \\ Z3_n & 0 & ZC3_n & 0 & -Z7_n & 0 & 0 \\ 0 & -Z6_n & 0 & ZC4_n & Z9_n & -Z11_n & 0 \\ 0 & 0 & -Z7_n & Z9_n & ZC5_n & 0 & -Z13_n \\ 0 & 0 & 0 & -Z11_n & 0 & ZC6_n & Z12_n \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Z13_n & Z12_n & ZC7_n \end{bmatrix}^{-1}$

Initialisation des grandeurs recherchées

$$Irech := \frac{Ieff \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot Fr} \cdot i \quad Ve_1 := \frac{Veff \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot Fr} \cdot i$$

Calcul de la tension Vab à l'entrée du redresseur

$$Va := \frac{Irech \cdot (admi_{4,6} + admi_{3,6}) - Ve_1 \cdot (admi_{3,0} \cdot admi_{4,6} - admi_{4,0} \cdot admi_{3,6})}{admi_{4,5} \cdot admi_{3,6} - admi_{3,5} \cdot admi_{4,6}}$$

$$Vb := \frac{(Irech + admi_{4,0} \cdot Ve_1) - Va \cdot admi_{4,5}}{admi_{4,6}}$$

$$Vab := Va - Vb$$

$$Vab = 0.212 + 1.937i$$

Calcul du rapport de modulation

$$k_{rech} := \frac{2 \cdot V_{ab}}{V_{out}} \cdot Fr$$

$$k1 := |k_{rech}| \quad k1 = 0.64968721 \quad rap := k1$$

Calcul de l'angle de déphasage du sinus de comparaison pour obtenir une absorption sinus

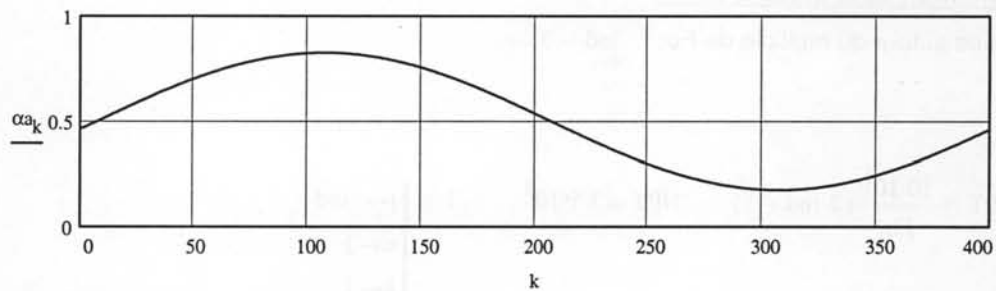
$$\arg(k_{rech}) \cdot \frac{180}{\pi} = 83.752 \quad \arg := \arg(k_{rech}) \cdot \frac{180}{\pi} - 90 \quad \arg = -6.24798665$$

$$\phi := \arg \cdot \frac{\pi}{180} \quad \phi = -0.109$$

**Initialisation des tableaux de constantes décrivant les sinusoïdes et rapports cycliques du convertisseur:**

$$k := 1.. \frac{\omega_o}{\omega_r} \quad \frac{\omega_o}{\omega_r} = 400 \quad t_k := \pi \cdot k \cdot 2 \cdot \frac{\omega_r}{\omega_o} \quad rap := k1$$

$$\alpha_{a_k} := \frac{1}{2} + \left( \frac{rap}{2} \cdot \sin \left( t_k + \phi - \pi \cdot \frac{\omega_r}{\omega_o} \right) \right) \quad \alpha_{a_k} := \text{si}(\alpha_{a_k} > 0.99, 0.99, \alpha_{a_k})$$



Modélisation fréquentielle des sources de perturbations:

$$V_{a_n} := \left[ \sum_{k=0}^{\frac{\omega_o}{\omega_r} - 1} e^{\left[ -\left[ \left( \frac{1}{2} - \frac{\alpha_{a_{k+1}}}{2} \right) + k \right] \cdot T_o - T_d \right] \cdot p_n} - e^{\left[ -\left( \frac{1}{2} + \frac{\alpha_{a_{k+1}}}{2} \right) + k \right] \cdot T_o + T_d \right] \cdot p_n \right] \cdot e^{\frac{T_m}{2} \cdot p_n} \cdot \frac{V_{out}}{T_m \cdot (p_n)^2} \cdot (1 - e^{-T_m \cdot p_n})$$

$$V_{b_n} := \left[ \sum_{k=0}^{\frac{\omega_o}{\omega_r} - 1} \left[ -e^{\left[ -\left[ \left( \frac{1}{2} - \frac{\alpha_{a_{k+1}}}{2} \right) + k \right] \cdot T_o + T_d \right] \cdot p_n} \dots \right] + e^{\left[ -\left( \frac{1}{2} + \frac{\alpha_{a_{k+1}}}{2} \right) + k \right] \cdot T_o - T_d \right] \cdot p_n \right] \cdot e^{\frac{T_m}{2} \cdot p_n} \cdot \frac{V_{out}}{T_m \cdot (p_n)^2} \cdot (1 - e^{-T_m \cdot p_n}) + \frac{V_{out}}{p_n} \cdot (1 - e^{-T_r \cdot p_n})$$

$$\begin{bmatrix} I1_n \\ I4_n \\ I5_n \\ I8_n \\ I10_n \\ Ivad_n \\ Ivbd_n \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} ZC1_n & -Z2_n & Z3_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Z2_n & ZC2_n & 0 & -Z6_n & 0 & 0 & 0 \\ Z3_n & 0 & ZC3_n & 0 & -Z7_n & 0 & 0 \\ 0 & -Z6_n & 0 & ZC4_n & Z9_n & -Z11_n & 0 \\ 0 & 0 & -Z7_n & Z9_n & ZC5_n & 0 & -Z13_n \\ 0 & 0 & 0 & -Z11_n & 0 & ZC6_n & Z12_n \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Z13_n & Z12_n & ZC7_n \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Ve_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ Va_n \\ Vb_n \end{bmatrix}$$

Valeur du courant dans l'inductance

$$|I8_1 \cdot 2 \cdot Fr| = 30.968$$

Facteur de puissance:  $\cos(\arg(Ve_1) - \arg(I8_1)) = 0.999999997$

**Définition de la plage d'étude:**

Raies autour du multiple de Fo: ind := 3

$$NPT := \frac{10 \cdot 10^6}{Fo} \cdot (2 \cdot ind + 1) \quad NPT = 3.5 \cdot 10^3$$

```

I :=
  j ← - ind
  n ← 1
  k ← 1
  while k ≤ NPT / ind
    while j ≤ ind
      Itemp_n ← k · (Fo / Fr) + j
      j ← j + 1
      n ← n + 1
    j ← - ind
    k ← k + 1
  Itemp

```

$$n := 1, 2, \dots, NPT - 1 \quad p_n := \omega r \cdot I_n \cdot i$$

**Calcul fréquentiel des sources de perturbations au noeud A et B pour une commande MLI bipolaire.(avec signaux centrés)**

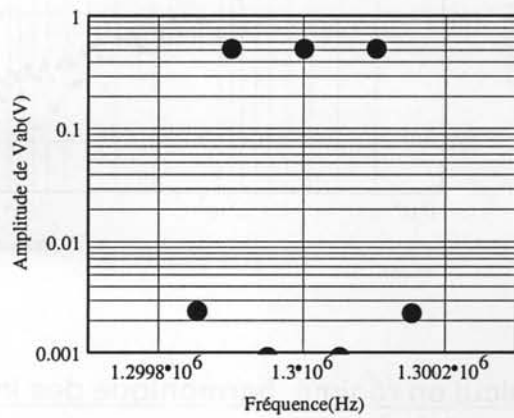
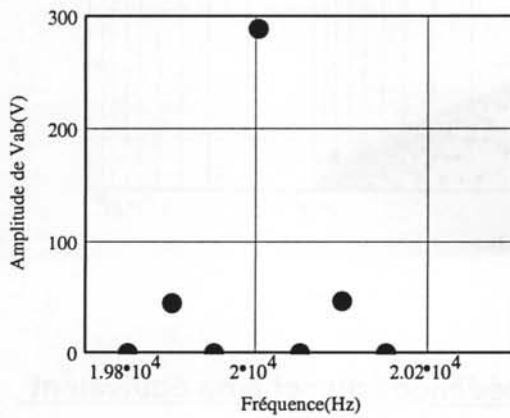
Représentation des harmoniques haute fréquence en relatif par rapport à la tension de sortie Vout:

$$V_{a_n} := \left[ \sum_{k=0}^{\frac{\omega_0}{\omega_r} - 1} e^{\left[ -\left[ \left( \frac{1}{2} - \frac{\alpha a_{k+1}}{2} \right) + k \right] \cdot T_o - T_d \right] \cdot p_n} - e^{\left[ -\left( \frac{1}{2} + \frac{\alpha a_{k+1}}{2} + k \right) \cdot T_o + T_d \right] \cdot p_n} \right] \cdot e^{\frac{T_m \cdot p_n}{2}} \cdot \frac{V_{out}}{T_m \cdot (p_n)^2} \cdot (1 - e^{-T_m \cdot p_n})$$

$$V_{b_n} := \left[ \sum_{k=0}^{\frac{\omega_0}{\omega_r} - 1} \left[ -e^{\left[ -\left[ \left( \frac{1}{2} - \frac{\alpha a_{k+1}}{2} \right) + k \right] \cdot T_o + T_d \right] \cdot p_n} \dots \right] + e^{\left[ -\left( \frac{1}{2} + \frac{\alpha a_{k+1}}{2} + k \right) \cdot T_o - T_d \right] \cdot p_n} \right] \cdot e^{\frac{T_m \cdot p_n}{2}} \cdot \frac{V_{out}}{T_m \cdot (p_n)^2} \cdot (1 - e^{-T_m \cdot p_n}) + \frac{V_{out}}{p_n} \cdot (1 - e^{-T_r \cdot p_n})$$

$$V_{ab_n} := V_{a_n} - V_{b_n}$$

$$F_n := I_n \cdot 50$$





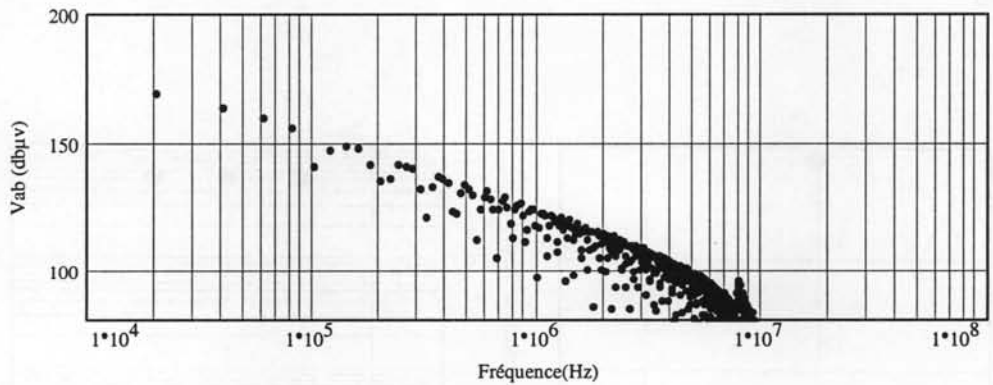
**Fonction effectuant la somme quadratique**

```

Fonct(F, Mod, ind) :=
  L ← longueur(F)
  lar ← 1 + 2 · ind
  k ← L / lar
  red ← 0
  for i ∈ 0..(k - 2)
    Mati,0 ← Find+1+i·lar
    Mati,1 ← 20 · lg √ [ (lar - red) ∑gv = 1 + red (Modgv+i·lar)2 / 10-6 ]
  Mat
  
```

$$\text{Mod}_n := 2 \cdot \text{Fr} \cdot |\text{Vab}_n|$$

$$\text{M1} := \text{Fonct}(\text{F}, \text{Mod}, \text{ind}) \quad i := 0.. \text{longueur}(\text{M1}^{<0>}) - 1$$



**Calcul en régime harmonique des impédances du schéma équivalent haute fréquence.**

$$Z1_n := L1 \cdot p_n$$

$$Z2_n := \frac{1}{C1 \cdot p_n}$$

$$Z3_n := Z2_n$$

$$Z4_n := LN \cdot p_n$$

$$Z5_n := Z4_n$$

$$Z6_n := \frac{1}{CN \cdot p_n} + R$$

$$Z7_n := Z6_n$$

$$ZN_n := R$$

$$Z9_n := Lg \cdot p_n$$

$$Z8_n := \frac{1}{C10 \cdot p_n + \frac{1}{L10 \cdot p_n} + \frac{1}{R10}} + Lar_2 \cdot p_n + \frac{1}{C20 \cdot p_n + \frac{1}{L20 \cdot p_n} + \frac{1}{R20}}$$

$$Z10_n := \frac{0}{C20 \cdot p_n + \frac{1}{L20 \cdot p_n} + \frac{1}{R20}} + Lbr_4 \cdot p_n$$

$$Z11_n := \frac{1}{Cga \cdot p_n}$$

$$Z13_n := \frac{1}{Cgb \cdot p_n}$$

$$Z12_n := \frac{1}{Cgd \cdot p_n}$$

$$ZC1_n := Z1_n + Z2_n + Z3_n$$

$$ZC2_n := Z2_n + Z4_n + Z6_n$$

$$ZC3_n := Z3_n + Z5_n + Z7_n$$

$$ZC4_n := Z6_n + Z8_n + Z9_n + Z11_n$$

$$ZC5_n := Z7_n + Z9_n + Z10_n + Z13_n$$

$$ZC6_n := Z11_n + Z12_n$$

$$ZC7_n := Z12_n + Z13_n$$

### Calcul des harmoniques des courants dans le chemin de propagation du montage:

$$\begin{bmatrix} I1_n \\ I4_n \\ I5_n \\ I8_n \\ I10_n \\ Ivd_n \\ Ivbd_n \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} ZC1_n & -Z2_n & Z3_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Z2_n & ZC2_n & 0 & -Z6_n & 0 & 0 & 0 \\ Z3_n & 0 & ZC3_n & 0 & -Z7_n & 0 & 0 \\ 0 & -Z6_n & 0 & ZC4_n & Z9_n & -Z11_n & 0 \\ 0 & 0 & -Z7_n & Z9_n & ZC5_n & 0 & -Z13_n \\ 0 & 0 & 0 & -Z11_n & 0 & ZC6_n & Z12_n \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Z13_n & Z12_n & ZC7_n \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ Va_n \\ Vb_n \end{bmatrix}$$

### Calcul des courants dans les bras du Rsil:

$$Ih_n := I4_n - I8_n$$

$$Id1_n := I10_n - I5_n$$

$$Icom1_n := Ih_n - Id1_n$$

Représentation logarithmique

$$mes_n := 20 \cdot \lg \left( \frac{|Ih_n \cdot ZN_n| \cdot 2 \cdot Fr}{10^{-6}} \right)$$

$$mes1_n := 20 \cdot \lg \left( \frac{|Id1_n \cdot ZN_n| \cdot 2 \cdot Fr}{10^{-6}} \right)$$

## Comparaison avec les normes de classe A et B

**Norme de classe A:** CISPR 22 :  
0.15-0.5 (MHz) : 88 dBuV  
0.5-5 (MHz) : 82 dBuV  
5-30 (MHz) : 73 dBuV

*Calcul de la courbe limite de la norme classe A*

$$\text{classeA}_n := 0$$

$$\text{classeA1}_n := \text{si} \left( 50 \cdot I_n < 150 \cdot 10^3, 0, 88 \right)$$

$$\text{classeA2}_n := \text{si} \left( 50 \cdot I_n < 500 \cdot 10^3, 0, 82 - 88 \right)$$

$$\text{classeA}_n := \text{classeA1}_n + \text{classeA2}_n$$

**Norme de classe B:** CISPR 22 :  
0.15-0.5 (MHz) : 75-65 dBuV  
0.5-5 (MHz) : 65 dBuV  
5-30 (MHz) : 69 dBuV

*Calcul de la courbe limite de la norme classe B*

$$\text{pente} := \frac{10}{\lg(150 \cdot 10^3) - \lg(500 \cdot 10^3)}$$

$$B1_n := \text{pente} \cdot \left( \lg(50 \cdot I_n) - \lg(150 \cdot 10^3) \right) + 75$$

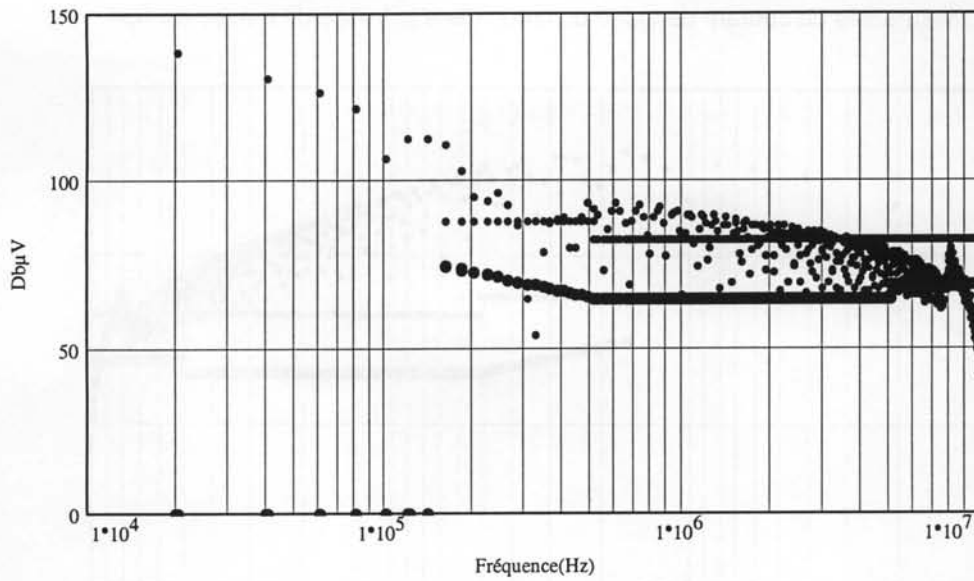
$$\text{classeB1}_n := \text{si} \left( 50 \cdot I_n < 150 \cdot 10^3, 0, B1_n \right)$$

$$\text{classeB2}_n := \text{si} \left[ 50 \cdot I_n < 500 \cdot 10^3, 0, \left( 65 - \text{classeB1}_n \right) \right]$$

$$\text{classeB3}_n := \text{si} \left[ 50 \cdot I_n < 5 \cdot 10^6, 0, \left( 69 - \text{classeB2}_n - \text{classeB1}_n \right) \right]$$

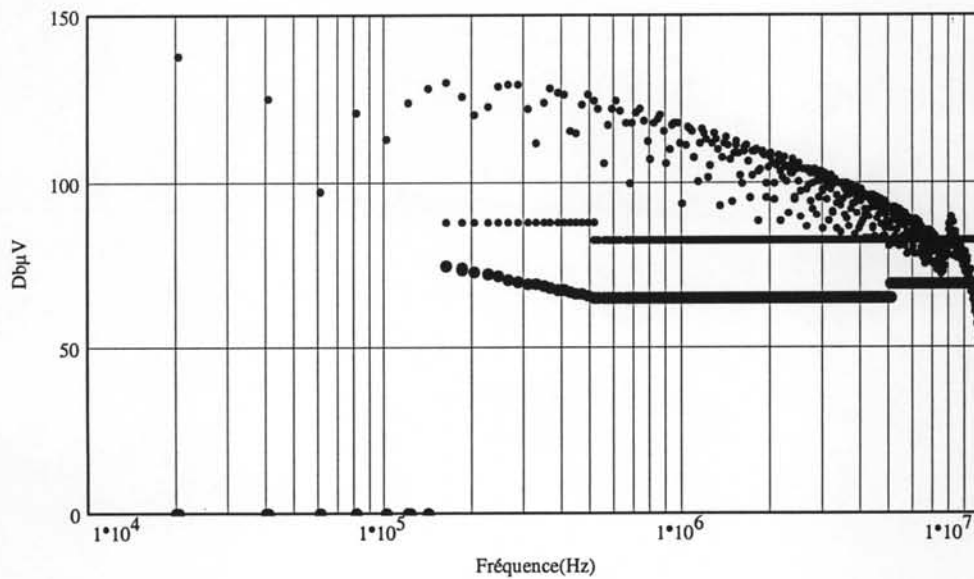
$$\text{classeB}_n := \text{classeB1}_n + \text{classeB2}_n + \text{classeB3}_n$$

$Mod_n := 2 \cdot Fr \cdot |Ih_n \cdot 50|$        $M1 := Fonct(F, Mod, ind)$   
 Comparaison entre les normes et la somme quadratique des perturbations mesurables dans le bras haut du Rsil



$Mod_n := 2 \cdot Fr \cdot |Id1_n \cdot 50|$        $M2 := Fonct(F, Mod, ind)$

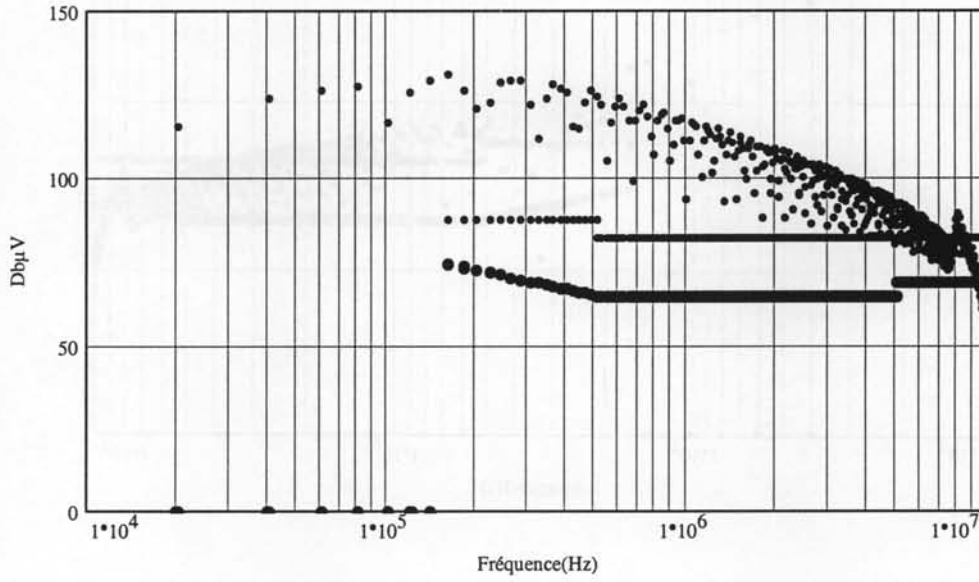
Comparaison entre les normes et la somme quadratique des perturbations mesurables mesure dans le bras bas du Rsil



Calcul du courant de mode commun

$$I_{com_n} := I_{h_n} - I_{d1_n} \quad \text{Mod}_n := 2 \cdot Fr \cdot |I_{com_n} \cdot 50| \quad M3 := \text{Fonct}(F, \text{Mod}, \text{ind})$$

Comparaison entre les normes et la somme quadratique des perturbations mesurables du courant de mode commun dans la tresse de masse du Rsil









**AUTORISATION DE SOUTENANCE**

Vu les dispositions de l'arrêté du 30 Mars 1992 relatifs aux Etudes Doctorales

Vu les Rapports de présentations de :

Monsieur Henri FOCH

Monsieur François FOREST

**Monsieur Jean-Christophe CREBIER**

est autorisé(e) à présenter une thèse en soutenance en vue de l'obtention du diplôme de **Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble**, spécialité "GENIE ELECTRIQUE".

Fait à Grenoble, le **28 AVR 1999**

**Pierre GENTIL**  
 Professeur INPG  
 Directeur du Collège Doctoral



UNESCO

## AUTORISATION DE SOUTIEN

En vue de l'importance de l'œuvre que vous réalisez, nous sommes heureux de vous autoriser à solliciter le soutien de nos membres.

En vue de l'importance de l'œuvre que vous réalisez, nous sommes heureux de vous autoriser à solliciter le soutien de nos membres.

Monsieur Jean FOY

Monsieur Francis FOREST

Monsieur le Professeur GERRIER

et soumettre à l'ensemble de nos membres et à nos amis le projet de votre œuvre.

Docteur de l'Institut National Supérieur de l'Éducation, Monsieur GERRIER

ELECTRIQUE

Ensemble de l'Institut National Supérieur de l'Éducation

Paris Centre

Direction de l'Institut National Supérieur de l'Éducation



## RESUME :

Les normes électriques liées aux harmoniques réseau exigent une "qualité" de fonctionnement qui poussent à utiliser des structures de conversion plus "propres". Les redresseurs à prélèvement sinusoïdal répondent à ces nouvelles contraintes. Néanmoins ces structures repoussent le problème dans les hautes fréquences, domaine lui aussi soumis à certaines contraintes. Pour en parfaire la qualité de fonctionnement, il devient de plus en plus nécessaire d'en étudier le comportement haute fréquence laissé de côté jusqu'à présent. Ce travail présente un nouveau moyen d'étude des perturbations conduites créées par les redresseurs de courant commandés permettant de limiter les problèmes liés à la double échelle de temps (fréquence réseau et fréquence de découpage). Basé sur deux concepts (linéarisation et modélisation fréquentielle), il est applicable dans le cas des structures à entrée en courant.

Une première partie présente les principales structures et modes de fonctionnement de cette famille de convertisseur. L'une d'elle, "le redresseur à injection dans neutre artificiel" fait l'objet d'une étude plus détaillée.

Il s'en suit une présentation des aspects CEM conduits en électronique de puissance et la description de la démarche de modélisation fréquentielle. Plusieurs remarques liées au comportement perturbateur des redresseurs sont faites.

Le modèle fréquentiel est alors appliqué au redresseur mono-interrupteur en conduction continue. Celui-ci est validé (comparaisons théoriques et pratiques) puis utilisé à la caractérisation des perturbations conduites. Une étude des moyens de filtrage est alors proposée.

Un dernier chapitre est consacré à l'étude du redresseur monophasé en pont complet. Une fois le modèle fréquentiel établi et validé, une étude du comportement fonctionnel de cette structure est proposée. Il est montré que les niveaux de perturbations conduites peuvent être fortement réduits selon les choix fonctionnels et structurels à faire.

## MOTS CLES :

Electronique de puissance  
Conversion statique d'énergie  
Redresseurs commandés

Compatibilité électromagnétique  
Perturbations conduites  
Modélisation fréquentielle  
Filtrage

## SUMARY :

Standards require power "quality" and request "clean" power electronic converters. Power factor correction (PFC) rectifiers satisfy these constraints. However, these converters move the problem in upper frequency ranges creating electromagnetic interference (EMI) also subject to standard constraints. Therefore, it is now required to study their high frequency behavior. This work presents a new method to study conducted EMI of PFC rectifiers. It allows to remove the double time scale problem which is characteristic of this type of converters. Based on two concepts (linearization and frequency modeling), it can be applied to any kind of boost derived rectifier operating in continuous current mode (CCM).

A first part presents main topologies and operation principles of boost derived PFC rectifiers. One of them, "the interleaved boost rectifier" is studied in more details.

Then, conducted electromagnetic compatibility concepts are presented and the new frequency method is introduced. Several remarks emphasize the specificity of EMI induced by rectifier.

In the third chapter, the new frequency method is applied to the single-switch single-phase boost rectifier operating in CCM. Frequency model is validated (comparisons with theoretical and practical results) and then applied to conducted EMI characterization. A filtering study based on this model is performed at the end of this part.

The final chapter deals with the EMI study of single-phase full bridge rectifier. Once the frequency model derived and validated, a study about its behavior is proposed. It is shown that conducted EMI levels are dependent on topology and operation principle of the converter.

## KEYWORDS :

Power electronics  
Power conversion  
Power factor correction rectifier

Electromagnetic compatibility  
Conducted disturbances  
Frequency models  
Filtering