



**HAL**  
open science

# VERS DE NOUVELLES METHODES DE PREDICTION DES PERFORMANCES CEM DANS LES CONVERTISSEURS DIELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Radu-Mugur Popescu

► **To cite this version:**

Radu-Mugur Popescu. VERS DE NOUVELLES METHODES DE PREDICTION DES PERFORMANCES CEM DANS LES CONVERTISSEURS DIELECTRONIQUE DE PUISSANCE. Energie électrique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 1999. Français. NNT: . tel-00782762

**HAL Id: tel-00782762**

**<https://theses.hal.science/tel-00782762>**

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.

7531 probable

UNIVERSITE JOSEPH FOURIER - GRENOBLE 1



T 591

051026097

# THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR de l'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER - GRENOBLE 1**

*(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)*

Discipline : Génie Electrique

Présentée et soutenue publiquement par

**Radu - Mugur POPESCU**

Ingénieur de l'U.P. Bucarest (Roumanie)

Soutenue le 29 novembre 1999

---

---

## VERS DE NOUVELLES METHODES DE PREDICTION DES PERFORMANCES CEM DANS LES CONVERTISSEURS D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

---

---

DIRECTEUR DE THESE :  
James ROUDET

COMPOSITION DU JURY :

|                    |            |
|--------------------|------------|
| Jean-Paul FERRIEUX | Président  |
| Johan CATRYSSSE    | Rapporteur |
| François FOREST    | Rapporteur |
| Robert PERRET      | Examineur  |
| James ROUDET       | Examineur  |



# THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR de l'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER - GRENOBLE 1**

*(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)*

Discipline : Génie Electrique

Présentée et soutenue publiquement par

**Radu - Mugur POPESCU**

Ingénieur de l'U.P. Bucarest (Roumanie)

Soutenue le 29 novembre 1999

---

---

**VERS DE NOUVELLES METHODES DE PREDICTION DES  
PERFORMANCES CEM DANS LES CONVERTISSEURS  
D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE**

---

---

DIRECTEUR DE THESE :  
James ROUDET

COMPOSITION DU JURY :

|                    |            |
|--------------------|------------|
| Jean-Paul FERRIEUX | Président  |
| Johan CATRYSSSE    | Rapporteur |
| François FOREST    | Rapporteur |
| Robert PERRET      | Examineur  |
| James ROUDET       | Examineur  |



## REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Jean-Pierre ROGNON, directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour m'avoir accueilli et pour m'avoir donné la possibilité de préparer cette thèse.

Je risque de ne jamais trouver le mot juste, à la hauteur du soutien apporté, pour faire connaître ma RECONNAISSANCE à Monsieur Robert PERRET.

Je tiens à remercier Monsieur Jean-Paul FERRIEUX pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de cette thèse et pour son aide au moment nécessaire.

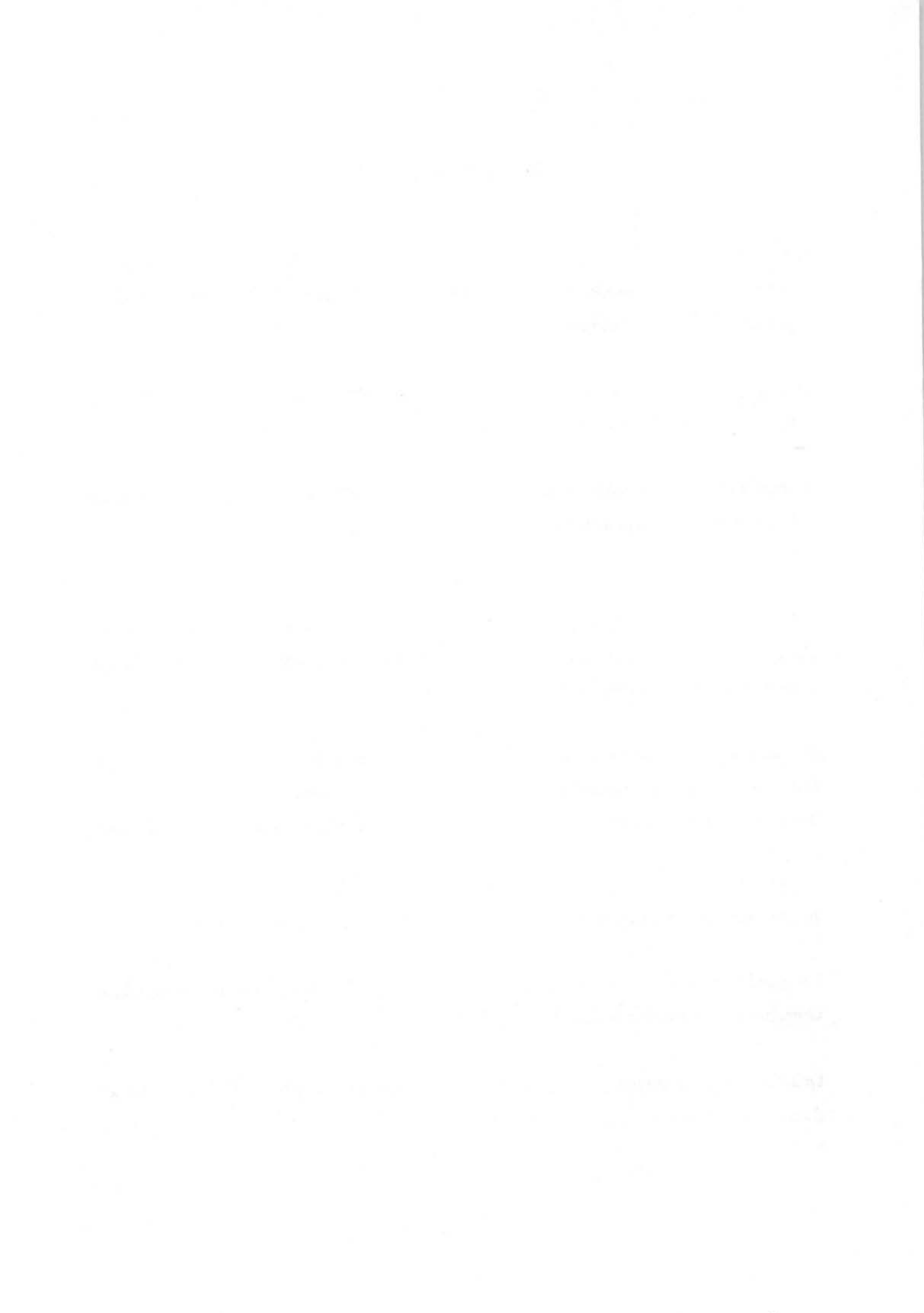
Toute ma gratitude à Monsieur Johan CATRYSSSE, professeur à KHBO - Oostende et à Monsieur François FOREST, professeur de l'Université de Montpellier pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ce travail. Je me sens particulièrement honoré et du fait qu'ils ont cautionné le résultat de mon travail.

Il va de soi que je ne serais jamais arrivé à écrire des ... "remerciements" sans la RENCONTRE avec James ROUDET. Surtout qu'il était (peut-être) le seul encore capable de me faire faire une thèse. Je ne trouve "mieux adapté" que de réitérer : il a été pour moi plus qu'un directeur de thèse.

Je tiens bien sûr à remercier l'ensemble de l'équipe d'électronique de puissance.

Un grand merci à tous ceux qui m'ont aidé, supporté ou toléré pendant ces années passées à Grenoble. Je vais essayer de faire en sorte que ceux à qui je dois quelque chose le sachent.

Quant à ceux qui comptent pour moi en dehors du contexte de cette thèse, je vais me donner d'autres moyens pour leur faire comprendre ce qu'ils représentent pour moi.



*Nu se dedică  
În acest spațiu al unei convenții,  
într-un necesar limbaj al normei,  
pentru unii ar fi fost prea mult,  
pentru alții prea puțin.*





## TABLE DES MATIERES

|  |           |
|--|-----------|
| <b>I. METHODES ET PRINCIPES DE L'ANALYSE CEM</b>   | <b>11</b> |
| I.1. Introduction  | 12        |
| I.2. Quelques aspects spécifiques de la simulation CEM                                       | 13        |
| I.3. Méthodes basées sur la simulation temporelle et la FFT                                  | 14        |
| I.4. Méthodes directes basées sur des sources de perturbations                               | 16        |
| I.5. Conclusion  | 22        |
| <br>   |           |
| <b>II. LA METHODE FREQUENTIELLE</b>  | <b>25</b> |
| II.1. Introduction   | 26        |
| II.2. Hypothèses de base   | 26        |
| II.3. Le modèle d'interrupteur   | 27        |
| II.4. Considérations théoriques et principes de calcul                                       | 28        |
| II.5. Formules explicites pour un système avec une entrée continue                           | 30        |
| II.6. Validation de la démarche - Application détaillée (hacheur série)                      | 33        |
| II.6.1. <i>Résultat de référence : Simulation temporelle et FFT à l'aide de PSpice</i>       | 34        |
| II.6.2. <i>Simulation directe dans le domaine fréquentiel basée sur le formalisme d'état</i> | 35        |
| II.7. Premières remarques sur la méthode   | 39        |
| II.8. Suggestion pour un possible outil d'analyse phénoménologique                           | 41        |
| II.9. Conclusion   | 46        |
| <br>   |           |
| <b>III. APPLICATION DE LA METHODE FREQUENTIELLE A DIFFERENTS CONVERTISSEURS</b>              | <b>47</b> |
| III.1. Introduction  | 48        |
| III.2. Convertisseurs avec une entrée continue   | 48        |
| III.2.1. <i>Onduleur monophasé pleine onde</i>   | 49        |

|   |            |
|---|------------|
| III.2.2. Onduleur monophasé MLI   | 61         |
| III.3. Convertisseur avec une entrée sinusoïdale  | 66         |
| III.3.1. Redresseur à absorption sinusoïdale  | 66         |
| III.4. Convertisseur en commutation naturelle - Flyback Résonant  | 69         |
| III.4.1. Structure, fonctionnement théorique  | 69         |
| III.4.2. Modélisation des composants  | 73         |
| III.4.3. Le calcul des commutations naturelles et du régime permanent                                       | 77         |
| III.4.4. Validation de la méthodologie de calcul  | 79         |
| III.4.5. Analyse de la sensibilité des perturbations CEM conduites  | 84         |
| III.5. Conclusion   | 103        |
| <br>  |            |
| <b>IV. CONCEPTION DU FILTRAGE CEM</b>   | <b>105</b> |
| IV.1. Introduction  | 106        |
| IV.2. Principes de base   | 106        |
| IV.2.1. Filtrage avec un condensateur inséré en parallèle sur la charge                                     | 107        |
| IV.2.2. Filtrage avec une inductance insérée en série entre la source et la charge                          | 108        |
| IV.2.3. Filtres d'ordre supérieur   | 110        |
| IV.2.4. Considérations générales sur les stratégies de filtrage basées<br>sur la modélisation MC/MD         | 111        |
| IV.2.4.1. Stratégies de filtrage en Mode Différentiel   | 112        |
| IV.2.4.2. Stratégies de filtrage en Mode Commun   | 112        |
| IV.3. Dimensionnement d'un filtre CEM avec une méthodologie basée sur des<br>sources de perturbations MD/MC | 114        |
| IV.4. Optimisation directe  | 121        |
| IV.4.1. Méthode d'optimisation utilisée   | 122        |
| IV.4.1.1 Fonction objectif  | 122        |
| IV.4.1.2 Algorithme d'optimisation  | 123        |
| IV.4.2. Dimensionnement d'un filtre CEM par optimisation directe  | 126        |

---

|   |            |
|---|------------|
| <i>IV.4.2.1. Considération préliminaires ; mise en pratique de la méthodologie</i>                    | 126        |
| <i>IV.4.2.2. Résultats et observations sur le traitement numérique</i>                                | 130        |
| <i>IV.4.2.3. Validation des solutions et conclusion</i>   | 135        |
| IV.5. Conclusion  | 137        |
| <br>  |            |
| <b>CONCLUSION</b>   | <b>141</b> |
| <br>  |            |
| <b>BIBLIOGRAPHIE</b>  | <b>143</b> |
| <br>  |            |
| <b>ANNEXES</b>  | <b>147</b> |
| <br>  |            |
| A.1. Formules explicites pour un système avec une entrée sinusoïdale                                  | 148        |
| A.2. Algorithme basé sur un schéma Fadeev pour calculer $(sI-A)^{-1}$                                 | 149        |
| A.3. Le schéma et la mise en équation du hacheur série  | 150        |
| A.4. Algorithme d'optimisation Nelder-Mead (Downhill Simplex)   | 152        |
| A.5. Le schéma et la mise en équation pour onduleur de tension monophasé                              | 154        |
| A.6. Le schéma et la mise en équation pour le flyback résonant  | 157        |
| A.7. Le schéma et la mise en équation de la structure hacheur série - filtre CEM                      | 164        |
| A.8. Critique de la modélisation basée sur des sources de perturbations                               | 167        |
| A.9. Précision sur la représentation graphique choisie pour les résultats dans le domaine fréquentiel | 170        |



## CHAPITRE I. METHODES ET PRINCIPES DE L'ANALYSE CEM

### TABLE DE MATIERES

I.1. INTRODUCTION

I.2. QUELQUES ASPECTS SPECIFIQUES DE LA SIMULATION CEM

I.3. METHODES BASEES SUR LA SIMULATION TEMPORELLE ET LA FFT

I.4. METHODES DIRECTES BASEES SUR DES SOURCES DE PERTURBATIONS

I.5. CONCLUSION



## I.1. INTRODUCTION

L'électronique de puissance a connu dans les dernières décennies des avancées significatives qui ont conduit à des convertisseurs de puissance avec des performances toujours plus grandes. Cela a contribué à élargir considérablement leur domaine d'application. Malheureusement, l'utilisation de plus en plus large des convertisseurs d'électronique de puissance a engendré une "pollution électromagnétique" croissante qui suit la multiplication des sources de perturbations électromagnétiques conduites ou rayonnées. Il s'est avéré que ces perturbations peuvent non seulement nuire de manière indirecte aux autres dispositifs connectés au réseau, mais aussi perturber le bon fonctionnement du système électromagnétique qui est à l'origine même de ces nuisances.

Pour répondre à l'émergence des difficultés liées à l'interférence électromagnétique, la communauté internationale s'est mise d'accord pour imposer des normes censées assurer le bon fonctionnement d'un équipement dans un environnement électromagnétique où tout système est conforme aux exigences normatives. Ces régulations qui imposent les contraintes et les procédures pour évaluer les performances du point de vue de la compatibilité électromagnétique (CEM) d'un équipement concernent deux types d'interférences définis par rapport à la nature du chemin de propagation entre la "source" et la "victime". On parle donc de *perturbations conduites* quand il s'agit de courants électriques et de *perturbations rayonnées* quand le couplage source - victime se fait par l'intermédiaire du champ électromagnétique.

Bien sûr, ces normes (qui viennent surtout à la rencontre des demandes de l'utilisateur final) montent d'un cran la tâche du concepteur de tout équipement électromagnétique et en ce qui nous concerne de tout convertisseur d'électronique de puissance. En plus, dès les premières études concernant les aspects CEM, il est devenu un lieu commun de souligner l'antagonisme marqué entre les caractéristiques fonctionnelles d'un système d'électronique de puissance et ses performances CEM. Dans la plupart des cas, on est encore dans une démarche où le choix de la structure, de la commande et le dimensionnement se font uniquement à partir des critères fonctionnels, on réalise le prototype, on constate (en mesure) les "dégâts" en termes de CEM et on essaye de remédier en prenant des dispositions a posteriori compte tenu de l'expérience du concepteur. Pour modérer, à défaut d'enterrer de telles pratiques, il faut s'offrir des méthodes qui puissent assurer une prédiction des perturbations avec une précision honnête, sans pour autant exiger le déploiement de gros moyens de calcul et d'un appareil mathématique trop lourd. Il est évident qu'une prédiction correcte des perturbations CEM dès la phase de conception entraîne une diminution conséquente des coûts importants engendrés



par une modification en phase de prototype. Pour relever ce défi, le concepteur de convertisseurs d'électronique de puissance est appelé à choisir une méthodologie appropriée à ces besoins, vu qu'il y a une palette assez large de techniques de la plus rudimentaire (voire empirique) jusqu'à la plus complexe (voir trop sophistiquée et lourde à mettre en œuvre).

Il ne faut pas pour autant oublier "l'après prédiction", car une fois les niveaux des perturbations calculés, le concepteur devra aussi faire des choix concernant les mesures à prendre en cas de non conformité avec les normes. Dans la plupart des cas, il faudra plusieurs calculs pour trouver la solution optimale qui satisfasse tous les critères : fonctionnels, CEM, économiques. Ceci laisse présager qu'on sera obligé de privilégier dans le choix de la méthode celle qui est la plus rapide, tout en préservant une précision satisfaisante.

## I.2. QUELQUES ASPECTS SPECIFIQUES DE LA SIMULATION CEM

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes intéressés seulement aux perturbations conduites dans les convertisseurs d'électronique de puissance en régime permanent périodique. Nous allons rappeler quelques spécificités de l'analyse CEM qui vont nous guider dans nos choix concernant la méthodologie pour calculer les perturbations conduites.

Comme toute norme, celle qui concerne les perturbations conduites impose des limites mais aussi un environnement de mesure pour assurer la reproductibilité des relevés expérimentaux et qu'ils soient représentatifs des phénomènes devant être quantifiés. Pour mesurer et analyser les perturbations conduites dans une configuration normative, il faut intercaler entre le réseau et le convertisseur un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL).

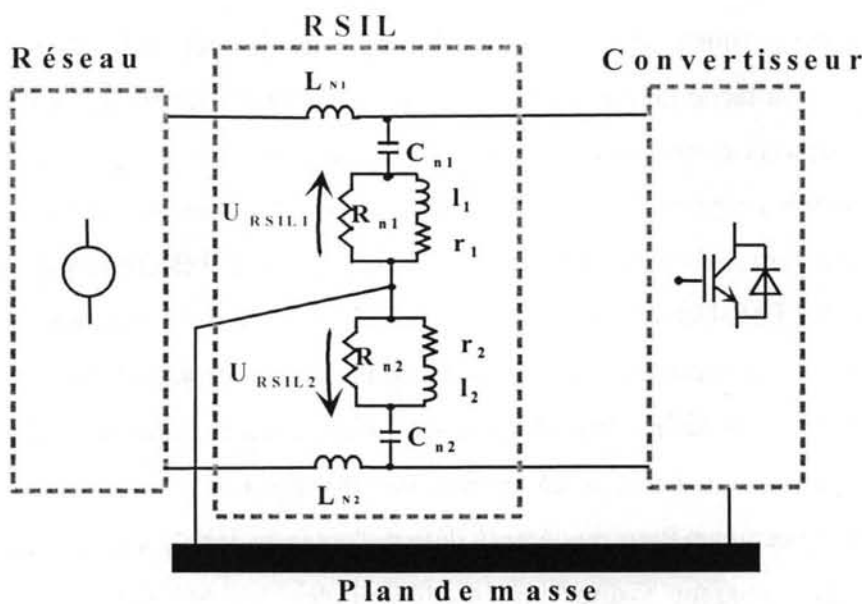


Figure 1 Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne

Le RSIL doit remplir plusieurs tâches :

- permettre l'alimentation de l'appareil en basse fréquence (BF) ;

- bloquer les perturbations haute fréquence (HF) en provenance du réseau ;
- assurer des chemins bien définis pour le retour des perturbations produites par le dispositif à tester.

Bien sûr, comme son nom l'indique, le RSIL doit "fixer" l'impédance que le réseau présente en tant que charge des perturbations engendrées par l'équipement à tester. Il est donc prescrit que l'impédance d'un bras de mesure évolue entre  $5\Omega$  en BF jusqu'à  $50\Omega$  en HF. Le circuit que nous avons utilisé en tant que RSIL dans toute notre étude et celui représenté dans (Figure 1) avec :

$$R_{n1} = R_{n2} = 50\Omega; r_1 = r_2 = 5\Omega; l_1 = l_2 = 50\mu\text{H}; C_{n1} = C_{n2} = 100\text{nF}; L_{n1} = L_{n2} = 250\mu\text{H}.$$

Les deux signaux auxquels la norme fait référence en tant qu'estimateurs des perturbations conduites sont les deux tensions ( $U_{RSIL1}$ ,  $U_{RSIL2}$ ) aux bornes des résistances de mesure ( $R_{n1}$ ,  $R_{n2}$ ).

Le RSIL qui est déjà loin de faire l'unanimité, surtout en ce qui concerne la représentativité des résultats, pose de sérieux problèmes pour toute simulation temporelle. En effet, la présence des inductances d'entrée ( $L_{n1}$ ,  $L_{n2}$ ) introduit des constantes de temps relativement élevées qui font du calcul du régime permanent une tâche très fastidieuse.

En ce qui concerne les contraintes auxquelles doivent se soumettre les deux tensions, il faut signaler qu'elles sont exprimées dans le domaine fréquentiel. Il s'agit donc de limites à ne pas dépasser pour tous les harmoniques des signaux dans des gammes de fréquence bien définies. De là, il en suit un intérêt pour des méthodes qui permettraient le calcul des perturbations directement dans le domaine fréquentiel.

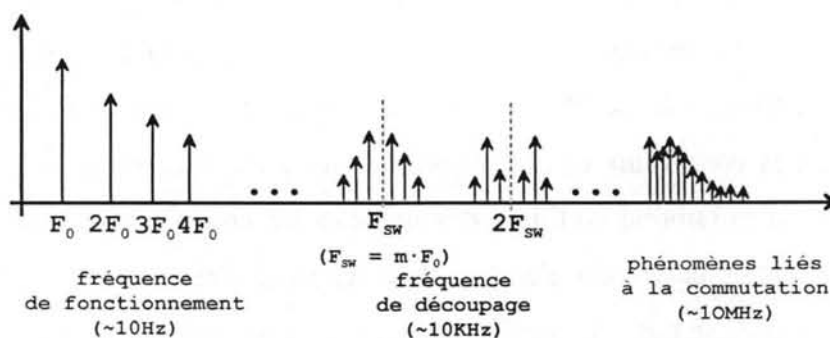
### I.3. METHODES BASEES SUR LA SIMULATION TEMPORELLE ET LA FFT

L'approche la plus commode pour estimer les perturbations conduites consiste à faire une simulation dans le domaine temporel suivie d'une FFT à l'aide d'un logiciel de simulation orientée circuit comme PSPICE, SIMPLORER etc. [MICROSIM-96], [SIMPLORER-98]. Cette manière d'aborder le problème a des avantages incontestables [RAJAGOPALAN-87], [GRIMBLEBY-90], [MAKSIMOVIC-97]. A part tout ce qui est lié aux facilités offertes par des environnements très conviviaux ce qui permet une mise en place de problème très aisée, il s'agit surtout de la possibilité d'utiliser des modèles de composants semiconducteurs très élaborés qui mettent en œuvre des éléments dont les paramètres varient en fonction de l'état du système, plus précisément en fonction de certaines variables électriques du circuit en question. Ceci est possible pour une raison de "principe" : le moteur du calcul accomplit une intégration du système d'équations différentielles issues de la modélisation du circuit par rapport à la variable temps, avec un pas d'intégration qui s'adapte en fonction des

changements essentiels, tout en effectuant des tests sur certaines variables. Le résultat de ces tests peut engendrer des modifications des coefficients du système d'équations à intégrer, voire même de la structure du système en principe à chaque pas d'intégration. Nous sommes donc en mesure d'analyser avec plus de facilité des modes de fonctionnement en conduction discontinue par exemple et d'avoir aussi une précision satisfaisante sur les formes d'onde en commutation, là où le caractère non linéaire de certaines caractéristiques est prépondérant. Cette technique auto - adaptative peut malheureusement entraîner de sérieux problèmes de convergence pour certaines applications, difficultés liés à des aspects concernant le mode de fonctionnement ou la topologie du convertisseur.

Un autre "avantage" est le fait que ce type de démarche ne nécessite pas, au moins dans une première étape, aucune connaissance dans le domaine CEM. On peut se contenter de simuler le fonctionnement du convertisseur et de "constater" le niveau des perturbations.

Néanmoins, l'utilisation de simulations temporelles suivies de FFT pour étudier un convertisseur du point de vue CEM, surtout dans une configuration normative, a des inconvénients tout aussi incontestables. Ces désavantages ont pour cause les aspects spécifiques que nous avons rappelés dans le paragraphe précédent. Il s'agit d'abord des constantes de temps engendrées par le RSIL qui rendent le régime transitoire très lent. Des techniques pour accélérer le transit en régime permanent peuvent avoir des conséquences catastrophiques sur le point de fonctionnement final. Il est donc nécessaire dans la plupart des cas d'avoir dès le départ de la simulation temporelle une connaissance très détaillée du régime permanent, ce qui évidemment n'est pas toujours le cas. Un autre aspect délicat est celui lié à la FFT que nous devons effectuer une fois le régime permanent atteint. En effet, il faut souligner que l'analyse CEM concerne des phénomènes avec des gammes de fréquences caractéristiques souvent très éloignées dans le domaine fréquentiel. Il en est ainsi par exemple pour un convertisseur dans un mode de fonctionnement MLI (modulation en largeur d'impulsion).



**Figure 2** Fréquences caractéristiques concernés par l'analyse CEM des perturbations conduites

Dans ce cas (Figure 2), on est appelé à analyser des phénomènes à partir de la fréquence fondamentale (qui demande une fenêtre d'observation de quelques *dizaines de ms*), ceux dans

le domaine de la fréquence de découpage MLI (avec des échantillonnages de l'ordre des  $\mu s$ ) et les transitions pendant les commutations (avec des temps de montée/descente de quelques *dizaines de ns*), pour étudier la conformité avec les normes RF (radio fréquence).

Vu le fait que pour avoir des informations viables concernant une raie spectrale à 100MHz on est censé faire un échantillonnage à 5ns, il est évident que dans la plupart des cas la méthodologie de la simulation temporelle et FFT demande des efforts numériques (en termes de volume de données à manipuler et de temps de calcul) très onéreux, voire souvent insurmontables.

Malgré ces désavantages qui nous font penser qu'une méthode de calcul directe dans le domaine fréquentiel est plus appropriée au but de notre analyse CEM, il est évident que pour des convertisseurs en conduction discontinue ou avec un mode de fonctionnement avec des commutations naturelles et/ou des enchaînements de topologies complexes, la simulation temporelle (suivie ou alterné avec FFT) reste incontournable.

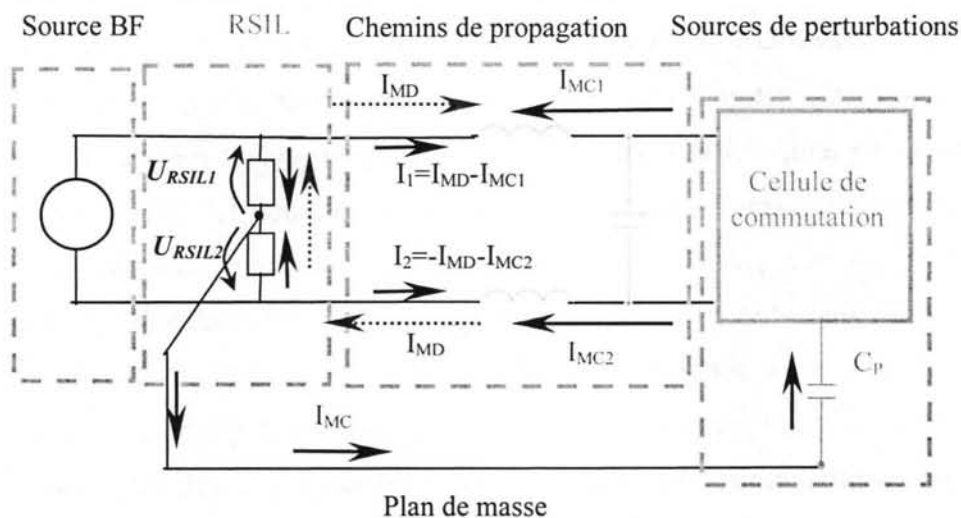
#### I.4. METHODES DIRECTES BASEES SUR DES SOURCES DE PERTURBATIONS

Des méthodes de calcul direct dans le domaine fréquentiel ont été proposées, basées du point de vue mathématique sur une description fréquentielle des caractéristiques non linéaires des composants actifs [MAAS-88], [RIZZOLI-88, 92]. Ces démarches emploient souvent des approximations avec des développements en série de puissances ou de polynômes orthogonaux [NÄHRI-93], [KOWALSKI-94], [TSE-98]. Malheureusement, cela implique des manipulations mathématiques laborieuses et/ou des techniques complexes avec des itérations entre le domaine temporel et fréquentiel, sans avoir pour autant toujours des conséquences significatives sur la précision des résultats qui puissent justifier les efforts déployés. En plus, il ne faut pas oublier que le but de l'analyse CEM n'est pas de calculer un seul point de fonctionnement, mais de trouver un paramétrage optimal du convertisseur pour minimiser les perturbations conduites, souvent en corrélation avec des contraintes d'ordre fonctionnel ou économique. Cela laisse présager l'utilisation d'un algorithme d'optimisation ou au moins d'un calcul réitéré, contradictoire d'un effort excessif de calcul qui pourrait être acceptable quand il s'agit d'un seul point de fonctionnement à estimer. Il faut aussi souligner que ces techniques gardent l'esprit d'une simulation "généraliste" qui ne vient pas forcément à la rencontre des spécificités de l'analyse CEM.

Une méthodologie fréquentielle directe qui se veut plus adaptée aux besoins de l'analyse phénoménologique CEM est celle basée sur des sources de perturbations. Dans cette démarche la topologie du circuit (considérée fixe et avec des éléments passifs invariables) est

décrite dans le domaine fréquentiel à l'aide d'une fonction de transfert. Concernant les sources de perturbations, leur identification dans le domaine fréquentiel repose sur les résultats d'une analyse globale du fonctionnement. Il s'agit de remplacer les interrupteurs (ou la cellule de commutation) avec des "sources de perturbations" invariables à leur tour par rapport à tout changement de leur "environnement" électrique. Plusieurs techniques basées sur les mêmes hypothèses ont été proposées et se sont imposées en tant que méthodes d'analyse CEM pour la conception des convertisseurs d'électronique de puissance [SCHEICH-93], [TEULINGS-97], [ANDERSEN-97], [CREBIER-99]. Leur intérêt en tant qu'outils d'analyse CEM, provient surtout du fait qu'elles sont adaptées naturellement à la modélisation qui considère deux types de perturbations conduites : de *Mode Différentiel (MD)* et de *Mode Commun (MC)* [PAUL-92]. La définition des deux types de perturbations s'appuie sur les chemins empruntés par le MD – circuit de puissance (en principe entre une phase et le neutre) et le MC – le plan de masse (la terre) à travers les capacités parasites ( $C_P$ ) non intentionnelles (Figure 3).

Cette dichotomie MD/MC repose sur des considérations pratiques. Ainsi le transfert d'énergie entre la source et le convertisseur (le but fonctionnel du système de conversion) se fait en général à basse fréquence sur les chemins à faible impédance pour cette gamme de fréquences. Or en pratique, à basse fréquence, les chemins privilégiés sont ceux attribués à la composante MD. Il s'agit dans ce cas d'une composante de courant ( $I_{MD}$ ) en opposition de phase sur les deux conducteurs du circuit de puissance.



**Figure 3** Modélisation des perturbations conduites Mode Différentiel / Mode Commun

Les interrupteurs de la cellule de commutation jouent le rôle d'aiguilleurs d'énergie en accomplissant le transfert de puissance entre la source BF et la charge. Dans les schémas équivalents établis pour chaque harmonique, ils apparaissent comme des *générateurs* ou comme des *récepteurs*. En conséquence, dans les schémas équivalents pour les harmoniques HF, les interrupteurs apparaissent comme les seules "sources" qui attaquent les circuits

équivalents respectifs. Toujours en HF, les impédances des capacités deviennent comparables et, dans certains cas, plus petites que celles de certains chemins du circuit de puissance. Par exemple, le plan de masse constitue maintenant un chemin privilégié de faible impédance pour des courants qu'on identifie comme des perturbations de MC cette fois-ci.

La définition des courants MD/MC comporte quand même une ambiguïté essentielle. D'une part, le courant de MC ( $I_{MC}$ ) est bien précisé et (en principe) mesurable sur le retour entre le plan de masse et le circuit de puissance. Par contre la manière dont il se partage entre  $I_{MC1}$  et  $I_{MC2}$  ne peut pas être déterminé sans une contrainte supplémentaire. En d'autres termes le changement de variables  $(I_1, I_2) \rightarrow (I_{MD}, I_{MC})$  n'est pas déterminé en absence d'une autre relation qui puisse lever implicitement l'ambiguïté sur le courant de MD.

Nous cherchons à estimer ces perturbations à partir des tensions mesurées aux bornes des résistances de mesure du RSIL ( $U_{RSIL1}$ ,  $U_{RSIL2}$ ). En raison des considérations déjà développées, et pour des bras de mesure identiques :

$$U_{MC} = \frac{U_{RSIL1} + U_{RSIL2}}{2} \text{ ou}$$

$$\begin{aligned} U_{MC} &= U_{RSIL1} + U_{RSIL2} = R_{N1} \cdot (-I_1) + R_{N2} \cdot (-I_2) = R_{N1} \cdot (-I_{MD} + I_{MC1}) + R_{N2} \cdot (I_{MD} + I_{MC2}) = \\ &= (-R_{N1} + R_{N2}) \cdot I_{MD} + R_{N1} \cdot I_{MC1} + R_{N2} \cdot I_{MC2} = R_{N1} \cdot (I_{MC1} + I_{MC2}) = R_{N1} \cdot I_{MC} \end{aligned}$$

sont des estimateurs cohérents des perturbations de MC.

Cependant

$$\begin{aligned} U_{MD} &= \frac{U_{RSIL1} - U_{RSIL2}}{2} = \frac{R_{N1} \cdot (-I_1) - R_{N2} \cdot (-I_2)}{2} = \frac{R_{N1} \cdot (-I_{MD} + I_{MC1}) - R_{N2} \cdot (I_{MD} + I_{MC2})}{2} = \\ &= \frac{(-R_{N1} - R_{N2}) \cdot I_{MD} + R_{N1} \cdot I_{MC1} - R_{N2} \cdot I_{MC2}}{2} = -R_{N1} \cdot I_{MD} + \frac{R_{N1} \cdot (I_{MC1} - I_{MC2})}{2} \end{aligned}$$

n'est pas une mesure de MD cohérente tant que  $I_{MC1} \neq I_{MC2}$ . Pour bien préciser le courant de MD, on considère que le courant  $I_{MC}$  se partage en deux composantes égales  $I_{MC1} = I_{MC2}$  ce qui semblerait être une approximation acceptable (au moins en BF) pour des convertisseurs avec une entrée en tension et des chemins de propagation symétriques. Il n'en reste pas moins que, surtout en HF, cette hypothèse risque d'être assez loin de la réalité et de fausser les mesures et les raisonnements.

Il est assez évident que cette approche qui remplace la cellule de commutation ou les interrupteurs par des sources de perturbations, par sa nature même, est plus appropriée à l'analyse phénoménologique. Il y a pourtant plusieurs aspects qui limitent son champ d'action quand il est question de quantifier les perturbations.

Pour montrer qu'il y a des limites inéluctables en termes de précision en utilisant des méthodes basées sur des sources de perturbations invariables qui remplacent les interrupteurs, nous considérons une structure simple : un hacheur série (Figure 4).

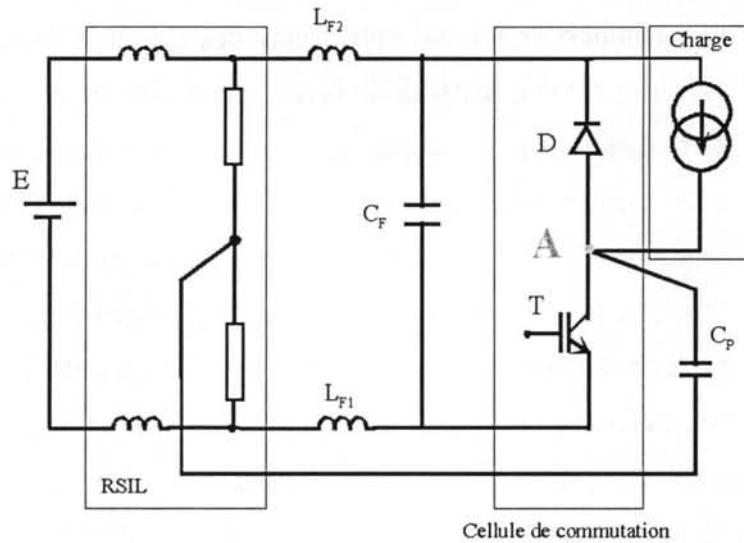


Figure 4 Structure hacheur série

Une première méthode consiste à considérer deux sources de perturbations invariables et *indépendantes* pour le MD et le MC, chacune avec son propre circuit (chemin de propagation). Les circuits sont étudiés séparément (Figure 5). Dans le cas d'un hacheur série (convertisseur avec une entrée en tension), la source de MD est considérée comme ayant une nature de source de courant. En ce qui concerne la source de MC, elle devrait être une source de tension qui rend compte de la variation de potentiel du point (A) entre l'interrupteur (T) et la diode de roue libre (D). Les sources de perturbations de MD et de MC sont identifiées à partir d'une analyse globale du fonctionnement du convertisseur. Ce qui revient à connaître a priori et avec une précision acceptable le régime permanent du convertisseur.

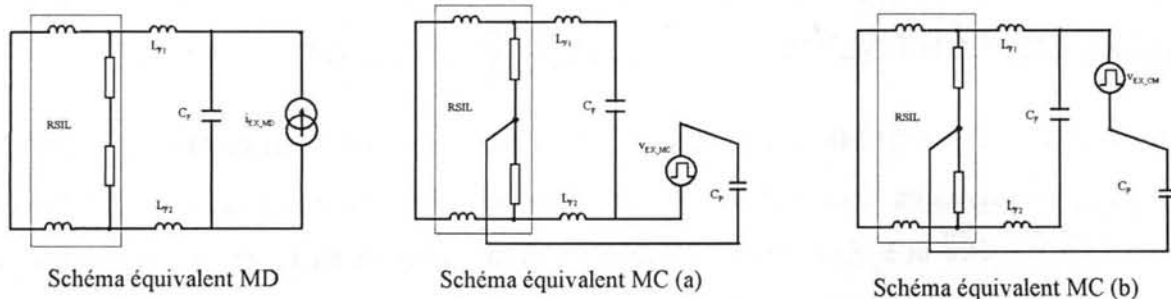


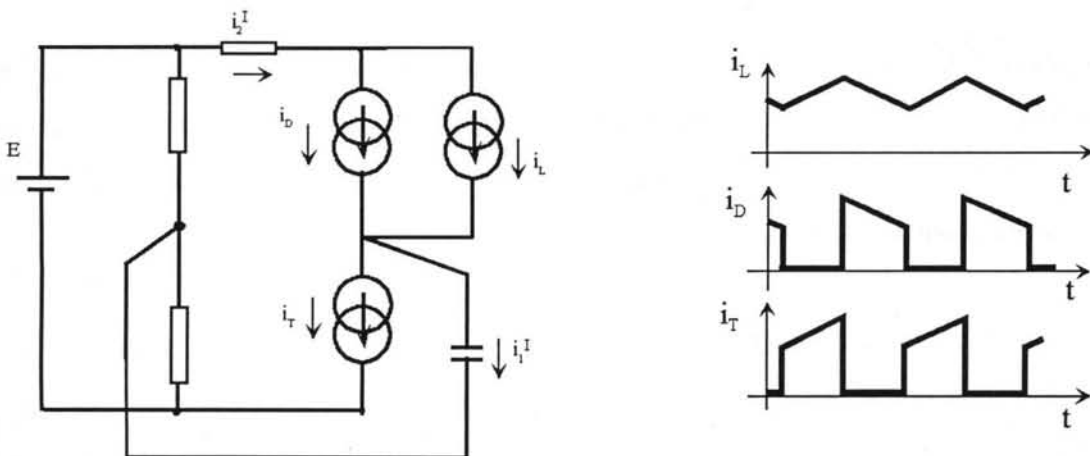
Figure 5 Hacheur série : schémas équivalents pour le MD et le MC

Il faut souligner le fait que certains chemins de propagation sont ignorés dans cette approche. Il s'agit en particulier des bras de la cellule de commutation, dont les composants passifs ne sont pas pris en compte, or ce sont des éléments qui ont une influence prépondérante sur les résonances, surtout en HF. Un autre problème vient de la difficulté à déterminer les schémas équivalents qui puissent assurer une précision des résultats satisfaisante. Souvent, le choix de l'emplacement de la source de perturbations (et même de son type) est basé sur des considérations incomplètes et/ou équivoques. Par exemple, pour la structure hacheur, on ne

trouve pas des arguments pour choisir quel est le schéma équivalent qui puisse donner des résultats plus précis (Figure 5 a. ou Figure 5 b.).

Pour s'affranchir de certaines des difficultés et des ambiguïtés mentionnées, nous pouvons utiliser une autre technique qui consiste à remplacer non pas la cellule de commutation, mais chaque interrupteur avec une source idéale de courant ou de tension. Cette approche améliore la qualité de la caractérisation des chemins de propagation et enlève l'ambiguïté concernant le schéma équivalent, mais nous éloigne de la modélisation MD/MC propice à l'analyse phénoménologique. En plus, bien qu'on puisse penser qu'avec un seul schéma, on est en mesure de calculer le MD et le MC en même temps et de rendre compte de "l'interférence" entre les deux modes, il n'en est pas toujours le cas. Par exemple, pour le hacheur, le fait qu'il s'agisse d'un convertisseur avec une entrée en tension laisse présager de meilleurs résultats en remplaçant les éléments qui commutent (D, T) avec des sources de courant ( $i_D$ ,  $i_T$  - Figure 6). En dépit du fait que nous avons acquis une meilleure représentation des variables électriques dans le circuit (intentionnel) de puissance, donc de MD, un calcul élémentaire nous montre qu'en faisant ces substitutions, nous nous sommes retrouvés sans information utile concernant le circuit non intentionnel. Ce calcul élémentaire est basé sur le fait que les formes d'onde des courants utilisées pour remplacer la diode et l'interrupteur sont issues (tout comme le courant de charge) d'une analyse globale du fonctionnement du convertisseur (Figure 6).

Notations :  $i_D$  - le courant dans la diode de roue libre ;  $i_T$  - le courant dans l'interrupteur ;  $i_L$  - le courant dans la charge ;  $i_2$  - le courant dans un des deux conducteurs du circuit de puissance ;  $i_1$  - le courant dans le circuit non intentionnel ;  $i_1'$ ,  $i_2'$  des courants calculés qui approchent les "vraies" valeurs  $i_1$ ,  $i_2$ .



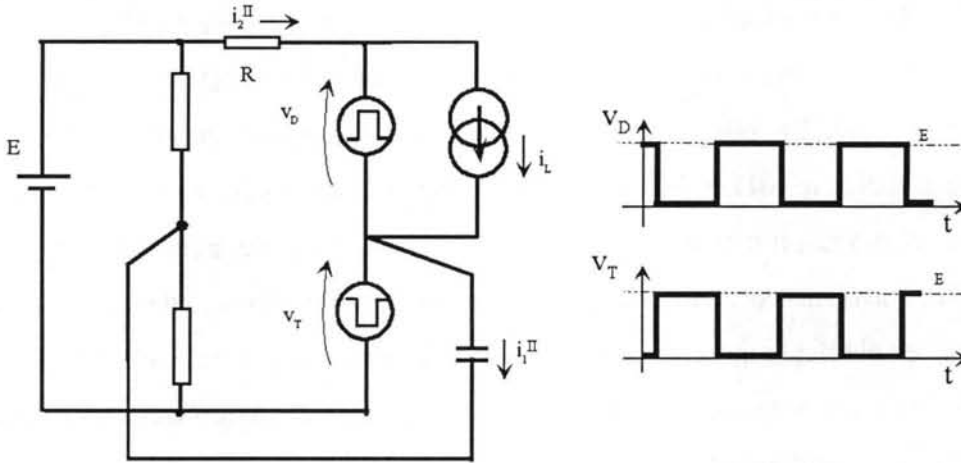
**Figure 6** Schéma équivalent avec des sources de courant et les formes d'onde issues de l'analyse globale

$$i_D, i_L, i_T \text{ issus d'une analyse globale} \Rightarrow i_D + i_L \cong i_T \Rightarrow i_1' = i_D + i_L - i_T \cong 0 \neq i_1 \text{ et } i_2' \cong i_2$$



Il est donc évident que nous avons une bonne connaissance en BF du courant dans le circuit de puissance ( $i_2^I \cong i_2$ ), donc du MD et pas d'information sur ce qui se passe dans le circuit non intentionnel ( $i_1^I \cong 0 \neq i_1$ ) de MC.

D'autre part, en utilisant des sources de tensions ( $v_D, v_T$ ) pour remplacer les éléments qui commutent, les formes d'onde issues d'une étude globale du fonctionnement sont (Figure 7) :



**Figure 7** Schéma équivalent avec des *sources de tension* et les formes d'onde issues de l'analyse globale

Notations :  $E$  - la source de tension continue ;  $v_D$  - la tension aux bornes de la diode de roue libre ;  $v_T$  - la tension aux bornes de l'interrupteur ;  $i_L$  - le courant dans la charge ;  $i_2$  - le courant dans un des deux conducteurs du circuit de puissance ;  $i_1$  - le courant dans le circuit non intentionnel ;  $i_1^{II}, i_2^{II}$  des courants qui approchent les valeurs  $i_1, i_2$ .

Vu que la résistance  $R$  du circuit de puissance est faible, dans une analyse globale on considère :

$$v_D + v_T \cong E \Rightarrow i_2^{II} = \frac{E - (v_D + v_K)}{R} \cong 0 \neq i_2 \text{ and } i_1^{II} \cong i_1$$

Dans ce cas, les calculs ont une précision satisfaisante pour le MC (car nous avons une bonne caractérisation des éléments qui fixent le courant de MC :  $v_D, v_T$ , l'impédance de la capacité parasites et des bras du RSIL  $\Rightarrow i_1^{II} \cong i_1$ ), et une très mauvaise pour le courant dans le circuit de puissance, donc du MD.

Une autre critique qu'on puisse faire à ces méthodes s'appuyant sur des sources *idéales* et *invariantes* (qui remplacent les cellules de commutation ou les éléments qui commutent) est liée à la nature de l'interrupteur lui-même. Si on considère un interrupteur idéal (Figure 8), il agit différemment en fonction de son état (ouvert/fermé).

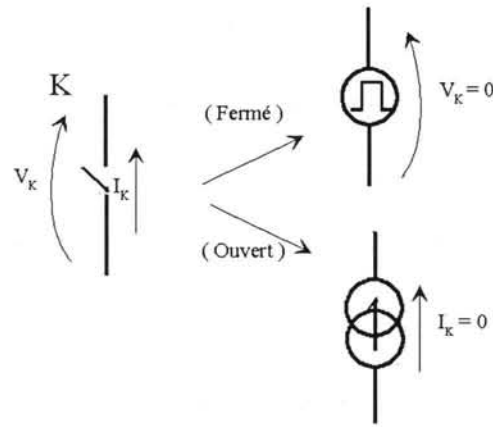


Figure 8 Interrupteur idéal

Quand l'interrupteur est fermé, il se comporte comme une source de tension nulle. Cependant, quand il est ouvert, il agit comme une source de courant de valeur nulle. En conséquence, son comportement ne peut pas être représenté avec une caractérisation invariable pour  $u$  ou  $i$  (comme c'est le cas pour des sources ordinaires) ou à l'aide d'une dépendance algébrique intégral-différentielle entre  $u$  et  $i$  (comme pour les éléments passifs). De ce fait il n'est pas possible de trouver les équivalents de Norton ou de Thévenin pour les parties du circuit que nos "sources" de perturbations sont censées remplacer. Il faut aussi prendre avec beaucoup de précautions l'hypothèse que ces sources soient invariables par rapport aux modifications des paramètres et / ou de la topologie du circuit extérieur qui n'est pas un simple "chemin de propagation". En réalité, ce sont ces éléments qui, associés aux sources "réelles" et à la commande, fixent les valeurs (courant / tension) qui caractérisent nos "sources de perturbations". Malheureusement, l'influence des changements des paramètres des chemins de propagations sur les formes d'onde des sources reste à étudier au cas par cas et nous ne sommes pas en mesure d'avoir un a priori sur l'erreur engendrée par cette hypothèse.

### I.5. CONCLUSION

Nous avons essayé de situer les méthodes classiques de calcul d'un circuit électrique par rapport aux besoins spécifiques de l'analyse CEM de perturbations conduites dans les convertisseurs de puissance. Les techniques qui consistent à faire une simulation temporelle suivie d'une FFT sont faciles à utiliser (sans aucune compétence CEM), utilisent des modèles de composants relativement complexes et, vu leur support mathématique (intégration avec un pas temporel adapté) ne nécessitent pas (en principe) une connaissance détaillée du point de fonctionnement final. En conséquence cette démarche est très opportune pour un fonctionnement discontinu et des commutations naturelles. Cependant, il s'agit d'une simulation pure qui n'offre pas un support spécifique pour une analyse CEM phénoménologique. Du point de vue numérique, en plus des problèmes de convergence assez

fréquents, l'étude CEM d'un système avec des phénomènes ayant des fréquences caractéristiques éloignées nécessite des efforts de calcul souvent insurmontables (pas de la simulation temporelle très petit => volume des données à manipuler et temps de calculs très importants). Enfin, le régime permanent pour un convertisseur en configuration de mesure normative est difficile à trouver en raison des constantes de temps élevées induites par les constituants du RSIL.

Les méthodes basées sur des sources de perturbations permettent une analyse phénoménologique CEM plus aisée. Le calcul est direct dans le domaine fréquentiel ce qui réduit forcément les temps de calcul. Toutefois, elles demandent une bonne connaissance du fonctionnement (régime permanent, phases de fonctionnement, moments des commutations). Elles ne sont pas systématiques et il faut mener une *analyse au cas par cas* pour établir les schémas équivalents, ce qui n'est pas toujours exempt de raisonnements équivoques. On ne connaît pas les limites de l'hypothèse "sources invariables par rapport aux modifications du paramétrage du système" sans faire une ... analyse. Elles ne rendent pas compte de l'interaction MD/MC, même en remplaçant chaque interrupteur avec une source et non seulement la cellule de commutation.

Nous cherchons donc à trouver une méthode de *calcul direct dans le domaine fréquentiel* qui soit plus *systématique* et *exacte*, qui réponde, si possible, aux particularités de l'analyse CEM des perturbations conduites dans les convertisseurs d'électronique de puissance.

## CHAPITRE II. LA METHODE FREQUENTIELLE

### TABLE DE MATIERES

II.1. INTRODUCTION

II.2. HYPOTHESES DE BASE

II.3. LE MODELE D'INTERRUPTEUR

II.4. CONSIDERATIONS THEORIQUES ET PRINCIPES DE CALCUL

II.5. FORMULES EXPLICITES POUR UN SYSTEME AVEC UNE ENTREE CONTINUE

II.6. VALIDATION DE LA DEMARCHE - APPLICATION DETAILLEE (HACHEUR SERIE)

*II.6.1. Résultat de référence : Simulation temporelle et FFT à l'aide de PSpice*

*II.6.2. Simulation directe dans le domaine fréquentiel basée sur le formalisme d'état*

II.7. PREMIERES REMARQUES SUR LA METHODE

II.8. SUGGESTION POUR UN POSSIBLE OUTIL D'ANALYSE PHENOMENOLOGIQUE

II.9. CONCLUSION



## II.1. INTRODUCTION

L'analyse des principales approches utilisées pour le calcul des perturbations conduites (Chapitre I) a révélé les limites en termes de précision de l'analyse phénoménologique basée sur l'hypothèse des sources *indépendantes* et *invariables* de mode commun et de mode différentiel. Ainsi les avantages d'un calcul direct dans le domaine fréquentiel sont en quelque sorte "compensés" par une rigueur hasardeuse. En plus, le calcul proprement dit doit être précédé par une analyse analytique et comportementale assez fastidieuse surtout basée sur des critères qui tiennent plutôt de l'expérience. Cette première analyse assez éloignée de ce qu'on pourrait appeler une méthodologie rigoureuse, vu son caractère peu systématique est souvent oubliée quand on compare les performances de cette approche avec d'autres méthodes. Pour ce qui est des méthodes basées sur une analyse dans le domaine temporel suivies d'une FFT, les coûts en terme de ressources de calcul se montrent souvent exorbitants et donc incompatibles avec les évaluations itératives que toute procédure de dimensionnement demande.

La méthode qu'on a retenue et dont on va détailler les avantages et les inconvénients par rapport aux objectifs d'une analyse CEM est basée sur le formalisme d'état. Des hypothèses adéquates assurent une diminution des efforts de calcul tout en préservant une précision des résultats satisfaisante dans le domaine où porte notre intérêt (RF).

## II.2. HYPOTHESES DE BASE

L'approche proposée se présente comme un cas particulier de la très élaborée théorie des systèmes linéaires et utilise les techniques du formalisme des variables d'état dans un contexte simplifié à l'aide des hypothèses suivantes :

- l'analyse concerne seulement les systèmes en régime permanent périodique ;
- tout élément commutateur est remplacé avec un modèle constitué d'éléments passifs constants, de sources commandées avec une dépendance linéaire et d'au moins un interrupteur idéal ;
- les éléments passifs ont des valeurs constantes ;
- les interrupteurs sont commandés avec des signaux indépendants de l'état du système.

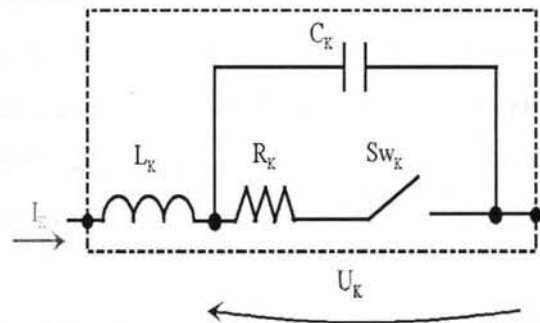
Comme conséquence directe de cette dernière hypothèse, l'application immédiate et naturelle de cette méthode sera l'analyse des *convertisseurs d'électronique de puissance en commutation forcée*. Plus tard, on montrera qu'avec des informations élémentaires (issues d'une description globale du fonctionnement) et à l'aide d'un algorithme rudimentaire on peut même calculer un enchaînement de commutations naturelles et forcées. Par conséquent, le

domaine d'utilisation de la technique proposée dépasse largement la famille des convertisseurs à commutation forcée.

A partir des hypothèses mentionnées, on va mettre en évidence les conséquences sur le modèle mathématique du convertisseur et leurs incidences sur les temps de calcul et le volume des données à manipuler.

### II.3. LE MODELE D'INTERRUPTEUR

En ce qui concerne le modèle d'interrupteur, plusieurs modèles plus ou moins complexes peuvent être envisagés. Un exemple de configuration élémentaire supposée remplacer un interrupteur est représenté en (Figure 1) :



**Figure 1** Modèle élémentaire d'interrupteur

où  $S_{wK}$  est un interrupteur idéal,  $L_K$  - l'inductance des connexions internes et externes calculées avec un logiciel de type InCa [SCHANEN-94], [CLAVEL-94]  $R_K$  - la résistance statique à l'état fermé ( $R_{DS(ON)}$  pour un MOSFET) et  $C_K$  - la capacité à l'état ouvert évaluée sous forte tension ( $C_{OSS}$  s'il s'agit toujours d'un MOSFET). On constate que le choix d'une telle structure assure la cohérence et la consistance de la représentation mathématique, car le changement de topologie engendré par la transition de  $S_{wK}$  d'un état à l'autre ne va pas conduire à des configurations illégales comme la mise en court-circuit d'une capacité ou couper une branche de circuit avec des éléments inductifs. Par conséquent, de tels modèles assurent la continuité des variables d'état et en particulier de  $I_K$ ,  $U_K$  et garantissent des valeurs finies pour les pentes des courants et des tensions qui caractérisent les transitions des semiconducteurs ( $|dI_K/dt| < \infty$ ,  $|dU_K/dt| < \infty$ ).

Pour affiner la modélisation du comportement des interrupteurs pendant les commutations (qui est en réalité fondamentalement nonlinéaire), on peut mettre à l'œuvre des structures qui agissent comme des CALC (circuits d'aide à la commutation). Dans ce cas, non seulement les constituants du modèle vont perdre de leur signification physique (sauf si un "vrai" CALC est présent), mais déterminer les valeurs de ces paramètres demandera des approximations obtenues à partir de mesures, de simulations complexes ou issues de considérations plus ou moins justifiées marquées par beaucoup d'a priori.

## II.4. CONSIDERATIONS THEORIQUES ET PRINCIPES DE CALCUL

Dans la mesure où les caractéristiques des composants passifs peuvent être approchées par des modèles linéaires, la manière de remplacer les interrupteurs avec des structures du type décrit en II.3. enlève tout caractère nonlinéaire du système. A partir des lois du circuit électrique, l'évolution du système linéaire peut être décrite à l'aide du formalisme d'état:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(t) \cdot x(t) + B(t) \cdot U(t) \quad (\text{Eq.II.1})$$

où  $x$  = le vecteur d'état et  $U$  = le vecteur des entrées, la sortie du système étant :

$$y(t) = C(t) \cdot x(t) + D(t) \cdot U(t) \quad (\text{Eq.II.2})$$

Quelques résultats de la théorie des systèmes linéaires variables méritent d'être rappelés.

*Définition 1* : On appellera un vecteur  $x$  une *solution élargie* de l'équation d'état (Eq.II.1) si  $x$  satisfait l'équation intégrale:

$$x(t) = x(t_0) + \int_{t_0}^t [A(\tau) \cdot x(\tau) + B(\tau) \cdot U(\tau)] d\tau, \quad \forall t \geq t_0 \quad (\text{Eq.II.3})$$

*Définition 2* : Un vecteur ou une matrice de fonctions est *localement intégrable* si pour tout élément:

- a) le nombre de points de discontinuités est fini sur tout intervalle borné.
- b) l'intégrale Riemann de la fonction est propre ou converge absolument sur tout intervalle borné où la fonction est continue.

*Théorème 1* [BALABANIAN-85]: Pour tout  $x_0$ , l'équation d'état (Eq.II.1) a une unique solution - dans le sens de la *Définition 1* - continue telle que  $x(t_0) = x_0$ , si  $A(t)$  et  $B(t)$  sont localement intégrables pour  $t \geq t_0$ .

Dans le cas d'un enchaînement périodique :

$$A(t) = A(t+T_0), \quad B(t) = B(t+T_0), \quad C(t) = C(t+T_0), \quad D(t) = D(t+T_0).$$

Du fait qu'on a considéré les composants passifs invariants, les éléments des matrices  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  sont constants par morceaux. Ainsi, entre deux commutations (changements de topologie) l'évolution du système peut être représentée comme :

$$\frac{dx_k(t)}{dt} = A_k \cdot x_k(t) + B_k \cdot U(t), \quad t_{k-1} < t < t_k \quad k \in (1, \dots, N_{sw}),$$

$$y_k(t) = C_k \cdot x_k(t) + D_k \cdot U(t)$$

où  $N_{sw}$  est le nombre d'intervalles entre les commutations pendant une période ( $T_0$ ).



$A$  et  $B$  sont constantes par morceaux donc localement intégrables. En conséquence (*Théorème I*), l'existence et l'unicité de la solution sont assurées pour tout régime transitoire.

Pour que le système représenté par le convertisseur soit en *régime permanent* périodique, il faut que le vecteur d'état soit périodique :  $x(t) = x(t + T_0)$ . Du fait que pour tout  $x_0$ , la solution  $x(t)$  telle que  $x(0) = x_0$  existe et elle est unique, on déduit que :

*Corollaire 1* : "Le régime permanent existe et il est unique  $\Leftrightarrow \exists x_0$  tel que  $x(T_0) = x(0) = x_0$ ."

Les solutions génériques pour l'évolution du vecteur d'état et des sorties (pour  $t_{k-1} \leq t \leq t_k$ ) sont [D'AZZO-95] :

$$\begin{aligned} x_k(t) &= e^{A_K(t-t_{k-1})} \cdot x_k(t_{k-1}) + \int_{t_{k-1}}^t e^{A_K(t-\tau)} \cdot B_K \cdot U(\tau) d\tau \\ y_k(t) &= C_K \cdot \left( e^{A_K(t-t_{k-1})} \cdot x_k(t_{k-1}) + \int_{t_{k-1}}^t e^{A_K(t-\tau)} \cdot B_K \cdot U(\tau) d\tau \right) + D_K \cdot U(t) \end{aligned} \quad (\text{Eq.II.4})$$

Le régime permanent peut être calculé à partir des contraintes liées à la continuité des variables d'état

$$x_k(t_k) = x_{k+1}(t_k) \quad (\text{Eq.II.5.a})$$

et de la condition de périodicité

$$x_1(0) = x_{N_{SW}}(T_0) \quad (\text{Eq.II.5.b})$$

Le calcul de la sortie dans le domaine fréquentiel se fait par une transformée de Laplace:

$$\begin{aligned} Y(p) &= \sum_{k=1}^{N_{SW}} Y_k(p) = \sum_{k=1}^{N_{SW}} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y_k(t) \cdot e^{-p \cdot t} dt \\ Y(p) &= \sum_{k=1}^{N_{SW}} \int_{t_{k-1}}^{t_k} \left\{ C_K \cdot \left( e^{A_K(t-t_{k-1})} \cdot x_K(t_{k-1}) + \int_{t_{k-1}}^t e^{A_K(t-\tau)} \cdot B_K \cdot U(\tau) d\tau \right) + D_K \cdot U(t) \right\} \cdot e^{-p \cdot t} dt \end{aligned} \quad (\text{Eq.II.6})$$

et l'expression pour l'amplitude de la  $n^{\text{ème}}$  harmonique du signal de sortie :

$$S_n = 2 \cdot f_0 \cdot |Y(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot f_0)| \quad (\text{Eq.II.7})$$

Pour les systèmes linéaires supposés modéliser les convertisseurs, les sources extérieures et indépendantes sont des entrées. En électronique de puissance il y a une large catégorie de convertisseurs qui comportent exclusivement des sources de tension/courant continues ou sinusoïdales. Dans ces cas particuliers, le vecteur  $U(t)$  sera de type

$$U(t) = \alpha_1 \text{ ou } U(t) = \alpha_2 \cdot \sin(\alpha_3 \cdot t + \alpha_4)$$

où  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  sont des constantes.

On peut donc pousser encore plus loin la résolution analytique du système d'équations différentielles en utilisant les techniques qui emploient la notion d'exponentielle de matrice et trouver des expressions pour  $x_K(t)$ ,  $y_K(t)$ ,  $Y(p)$  et  $S_n$ .

## II.5. FORMULES EXPLICITFS POUR UN SYSTEME AVEC UNE ENTREE CONTINUE

Le cas d'un convertisseur en conduction continue et avec une source CC en entrée  $U(t) = \alpha_1$  (constante) mène aux développements qui suivent. Avec les notations:

$$x_{0k} = x_k(t_{k-1}); \quad \Delta t_k = t_k - t_{k-1};$$

$$\Phi_k = e^{A_K \cdot \Delta t_k}; \quad \Psi_k = A_K^{-1} \cdot (\Phi_k - I) \cdot B_K,$$

les résultats dans le domaine temporel de l'intégration analytique de (Eq.II.4):

$$x_k(t) = e^{A_K(t-t_{k-1})} \cdot x_{0k} + A_K^{-1} \cdot (e^{A_K(t-t_{k-1})} - I) \cdot B_K \cdot \alpha_1 \quad (\text{Eq.II.8})$$

$$y_k(t) = C_K \cdot e^{A_K(t-t_{k-1})} \cdot x_{0k} + [C_K \cdot A_K^{-1} \cdot (e^{A_K(t-t_{k-1})} - I) \cdot B_K + D_K] \cdot \alpha_1 \quad (\text{Eq.II.9})$$

Conformément aux contraintes de continuité (Eq.II.5.a) et périodicité (Eq.II.5.b), le calcul du régime permanent revient à déterminer :

$$x_{01} = \left( I - \prod_{k=N_{SW}}^1 \Phi_k \right)^{-1} \cdot [\Phi_{N_{SW}} \cdot (\Phi_{N_{SW}-1} \cdot (\dots (\Phi_2 \cdot \Psi_1 + \Psi_2) \dots) + \Psi_{N_{SW}-1}) + \Psi_{N_{SW}}] \cdot \alpha_1 \quad (\text{Eq.II.10})$$

suivi d'un calcul récurrent des conditions initiales pour les configurations intermédiaires :

$$x_{0k} = \Phi_{k-1} \cdot x_{0k-1} + \Psi_{k-1} \cdot \alpha_1, \quad k \in (2, 3, \dots, N_{SW-1})$$

Il faut rappeler que le résultat (Eq.II.10) a été obtenu dans l'hypothèse qu'un régime permanent existe. L'analyse de l'expression de  $x_{01}$  nous permet de réécrire le *Corollaire 1* pour ce cas particulier :

$$\text{Corollaire 2 : "Le régime permanent existe et il est unique} \Leftrightarrow \det \left( I - \prod_{k=N_{SW}}^1 \Phi_k \right) \neq 0 \text{"}$$

Le passage dans le domaine fréquentiel nous ramène à intégrer analytiquement (Eq.II.6) et le spectre de la variable de sortie est :

$$S_n = 2 \cdot f_0 \cdot \left| \sum_{k=1}^{N_{SW}} e^{-j \cdot \omega_n \cdot t_{k-1}} \cdot [C_K \cdot (\beta_{k,n} - \gamma_{k,n} \cdot A_K^{-1} \cdot B_K) + D_K \cdot \gamma_{k,n}] \right| \quad (\text{Eq.II.11})$$

avec les notations :

$$\beta_{k,n} = (j \cdot \omega_n \cdot I - A_K)^{-1} \cdot (I - e^{-j \cdot \omega_n \cdot \Delta t_k} \cdot \Phi_k) \cdot (x_{0k} + A_K^{-1} \cdot B_K \cdot \alpha_1);$$

$$\gamma_{k,n} = \frac{1 - e^{-j \cdot \omega_n \cdot \Delta t_k}}{j \cdot \omega_n} \cdot \alpha_1 \quad (\text{Eq.II.12}).$$

Les formules pour un système à une entrée sinusoïdale  $U(t) = \alpha_2 \cdot \sin(\alpha_3 \cdot t + \alpha_4)$  ( $\alpha_3 = \omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ ,  $\alpha_4 = \varphi_0$ ) sont détaillées en annexe (A.1.). Pour ce type de système l'existence d'un régime permanent est régie par la même condition :  $\det \left( I - \prod_{k=N_{SW}}^1 \Phi_k \right) \neq 0$ .

Pour mieux comprendre la méthode et les retombés en termes d'effort de calcul à déployer, on va détailler la démarche à suivre pour un *hacheur série en conduction continue* (Figure 2).

Ayant considéré une charge RL série, le vecteur des entrées du système n'aura qu'un seul élément : la source de tension continue, donc  $U(t) = E$ . Le schéma comprend aussi le RSIL et un chemin élémentaire de retour des perturbations de mode commun (méthodologie présentée dans le Chapitre 1).

L'analyse du mode de fonctionnement d'un hacheur série en conduction continue met en évidence deux topologies différentes qui correspondent aux deux configurations qui s'enchaînent pendant une période :

*Phase 1* :  $K_T$  fermé /  $K_D$  ouvert                      pour  $0 = t_0 < t < t_1 = \alpha \cdot T_0$ ;

*Phase 2* :  $K_T$  ouvert /  $K_D$  fermé                      pour  $\alpha \cdot T_0 < t < T_0$

( $\alpha$  le rapport cyclique).

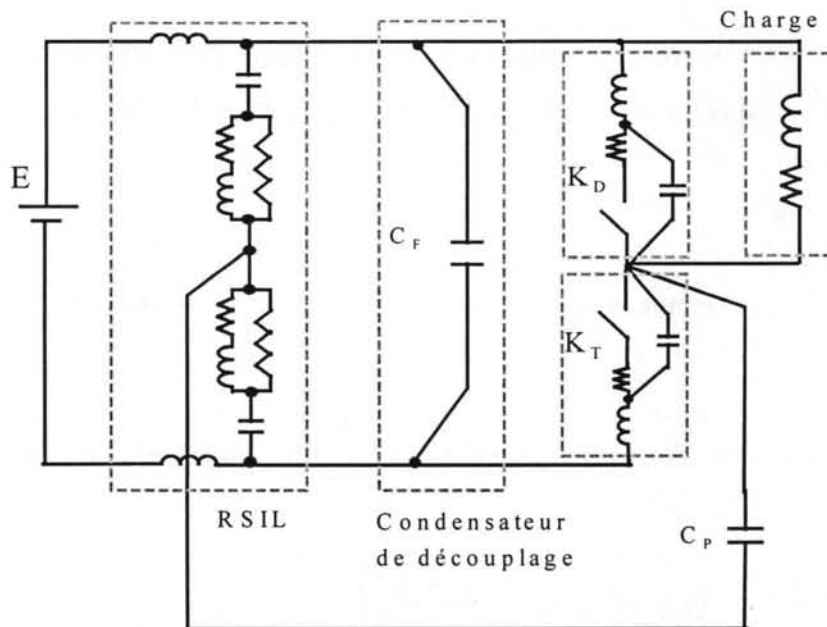


Figure 2 Modélisation d'une structure hacheur série élémentaire

Les évolutions temporelles du système et de la sortie, conformément aux relations (Eq.II.8), (Eq.II.9), pourront être calculées à l'aide de :

$$\text{Phase 1 : } \begin{aligned} x_1(t) &= e^{A_1 t} \cdot x_{o1} + A_1^{-1} \cdot (e^{A_1 t} - I) \cdot B_1 \cdot E \\ y_1(t) &= C_1 \cdot e^{A_1 t} \cdot x_{o1} + [C_1 \cdot A_1^{-1} \cdot (e^{A_1 t} - I) \cdot B_1 + D_1] \cdot E \end{aligned}$$

$$\text{Phase 2 : } \begin{aligned} x_2(t) &= e^{A_2(t-\alpha T_0)} \cdot x_{o2} + A_2^{-1} \cdot (e^{A_2(t-\alpha T_0)} - I) \cdot B_2 \cdot E \\ y_2(t) &= C_2 \cdot e^{A_2(t-\alpha T_0)} \cdot x_{o2} + [C_2 \cdot A_2^{-1} \cdot (e^{A_2(t-\alpha T_0)} - I) \cdot B_2 + D_2] \cdot E \end{aligned}$$

où  $x_{o1} = x_1(0)$ ,  $x_{o2} = x_2(\alpha \cdot T_0)$  sont les conditions initiales au début de chaque phase.

Avec les notations :

$$\Phi_1 = e^{A_1 \alpha T_0} ; \Phi_2 = e^{A_2(1-\alpha)T_0} ; \Psi_1 = A_1^{-1} \cdot (\Phi_1 - I) \cdot B_1 ; \Psi_2 = A_2^{-1} \cdot (\Phi_2 - I) \cdot B_2,$$

le calcul du régime permanent est réduit à :

$$x_{o1} = (I - \Phi_2 \cdot \Phi_1)^{-1} \cdot (\Phi_2 \cdot \Psi_1 + \Psi_2) \cdot E ; \quad x_{o2} = \Phi_1 \cdot x_{o1} + \Psi_1 \cdot E \quad . \quad (\text{Eq.II.13})$$

Une fois les conditions initiales ( $x_{o1}$ ,  $x_{o2}$ ) connues, trouver le spectre de la variable qui nous intéresse demande l'évaluation de :

$$S_n = 2 \cdot f_0 \cdot \left| [C_1 \cdot (\beta_1 - \gamma_1 \cdot A_1^{-1} \cdot B_1) + D_1 \cdot \gamma_1] + e^{-j \cdot \omega_n \cdot \alpha T_0} \cdot [C_2 \cdot (\beta_2 - \gamma_2 \cdot A_2^{-1} \cdot B_2) + D_2 \cdot \gamma_2] \right| \quad (\text{Eq.II.14})$$

$$\begin{aligned} \beta_1 &= (j \cdot \omega_n \cdot I - A_1)^{-1} \cdot (I - e^{-j \cdot \omega_n \cdot \alpha T_0} \cdot \Phi_1) \cdot (x_{o1} + A_1^{-1} \cdot B_1 \cdot E) \\ \text{où } \beta_2 &= (j \cdot \omega_n \cdot I - A_2)^{-1} \cdot (I - e^{-j \cdot \omega_n \cdot (1-\alpha) T_0} \cdot \Phi_2) \cdot (x_{o2} + A_2^{-1} \cdot B_2 \cdot E) . \quad (\text{Eq.II.15}) \\ \gamma_1 &= \frac{1 - e^{-j \cdot \omega_n \cdot \alpha T_0}}{j \cdot \omega_n} \cdot E ; \gamma_2 = \frac{1 - e^{-j \cdot \omega_n \cdot (1-\alpha) T_0}}{j \cdot \omega_n} \cdot E ; \omega_n = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot f_0 \end{aligned}$$

Malgré les apparences et les formules un peu lourdes, la démarche proposée peut être mise en œuvre sans difficultés majeures. Les routines de calcul qui en découlent sont particulièrement rapides car les résultats (Eq.II.14), (Eq.II.15) renferment un volume remarquable de calculs analytiques.

En examinant les relations ((Eq.II.11), (Eq.II.12) pour le cas général ou (Eq.II.14) et (Eq.II.15) pour le hacheur) on constate que la partie la plus pénalisante du calcul d'un spectre est l'évaluation de l'inverse de la matrice caractéristique  $(s \cdot I - A)^{-1}$  pour chaque harmonique ( $s = j \cdot \omega_n$ ). Le calcul direct de l'inverse n'est pas obligatoire. Une alternative est d'exprimer l'inverse comme un rapport :

$$(s \cdot I - A)^{-1} = \frac{P(s)}{d(s)}$$

où  $P(s)$  est un polynôme avec des coefficients matriciels et  $d(s)$  le polynôme caractéristique de  $A$ . Les coefficients de  $P(s)$  et  $d(s)$  sont calculés à l'aide d'un schéma de type Fadeev qui ne demande pas le calcul des valeurs propres (annexe A.2.).

Une autre remarque ((Eq.II.11), (Eq.II.12)) qu'on peut faire est que le calcul du spectre demande l'évaluation de :

$$\begin{aligned}
& C_K \cdot (s \cdot I - A_K)^{-1} \cdot (I - e^{-s \cdot \Delta t_k} \cdot \Phi_k) \cdot (x_{0k} + A_K^{-1} \cdot B_K \cdot \alpha_1) = \\
& = C_K \cdot (s \cdot I - A_K)^{-1} \cdot (x_{0k} + A_K^{-1} \cdot B_K \cdot \alpha_1) - C_K \cdot (s \cdot I - A_K)^{-1} \cdot [\Phi_k \cdot (x_{0k} + A_K^{-1} \cdot B_K \cdot \alpha_1)] \cdot e^{-s \cdot \Delta t_k}
\end{aligned}$$

On constate qu'on n'est pas intéressé par l'inverse de la matrice caractéristique, mais plutôt par les produits:

$$C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot (x_0 + A^{-1} \cdot B \cdot \alpha_1); \quad C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot [\Phi(x_0 + A^{-1} \cdot B \cdot \alpha_1)].$$

Pour calculer ce type d'expressions, on peut faire appel à une méthode souvent utilisée en automatique [ÅSTRÖM-90]. Elle consiste à évaluer les produits  $c \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot b$  avec la formule :

$$c \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot b = \frac{\det(s \cdot I - A + B \cdot C) - \det(s \cdot I - A)}{\det(s \cdot I - A)}$$

ce qui revient à construire les polynômes caractéristiques de  $A$  et  $(A - B \cdot C)$  pour déterminer les polynômes numérateur et dénominateur en  $s$  et simplifier ainsi l'estimation répétée du produit. Pour des systèmes de dimensions importantes, on peut envisager d'employer des techniques pour approcher les produits  $c \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot b$  avec des méthodes à base de projection de type Krylov ou Lanczos [GALLIVAN-94], vu que les matrices  $A$  qui dérivent de la modélisation du circuit électrique sont pour la plupart creuses.

## II.6. VALIDATION DE LA DEMARCHE - APPLICATION DÉTAILLÉE (HACHEUR SÉRIE)

Dans cette section nous allons valider notre approche avec l'étude d'une structure simple (hacheur série en conduction continue), mais avec une modélisation détaillée du système. Cette analyse a pour but de situer la technique proposée dans le contexte spécifique de la compatibilité électromagnétique et dans la perspective de la conception assistée par ordinateur.

Notre attention va donc se concentrer sur la prédiction des perturbations conduites. Les résultats seront comparés avec ceux obtenus par des simulations temporelles suivies de FFT. Le logiciel utilisé pour ce dernier type d'analyse est une version commerciale (MicroSim PSpice 7.1) de Spice qui est pratiquement un standard en simulation analogique [MICROSIM-96].

La structure étudiée (Figure 3) comporte aussi des éléments qui n'ont pas une incidence majeure sur le fonctionnement global du convertisseur, mais dont la présence est supposée avoir une influence sur le niveau des perturbations conduites. Ainsi les imperfections de la capacité de découplage qui ont d'importantes répercussions sur le bruit du convertisseur (faits mis en évidence dans [SCHEICH-93]) sont prises en compte dans un modèle RLC série. Les

paramètres du modèle ( $R_C$ ,  $L_C$ ,  $C_F$ ) sont obtenus à partir des mesures au pont d'impédance (HP4194A).

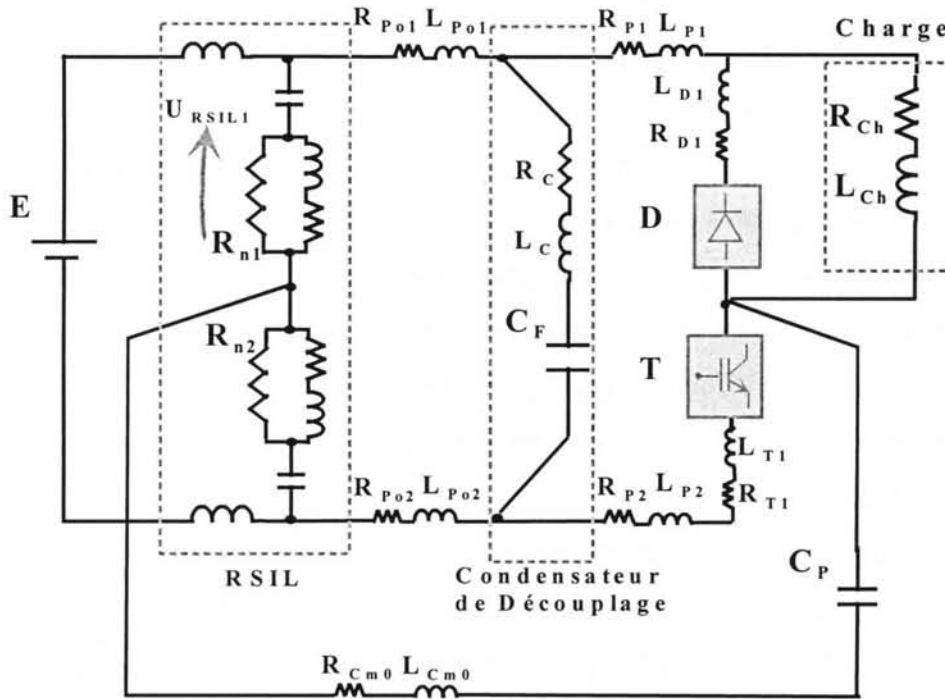


Figure 3 Structure détaillée - hacheur série

Une attention spéciale a été portée à la modélisation du câblage qui représente le support de propagation des perturbations conduites. Au regard de la plage de fréquences qui nous intéresse (RF) le comportement du câblage est principalement résistif et inductif. Il est modélisé en conséquence avec des résistances et des inductances parasites ( $R_{P01}$ ,  $L_{P01}$ ,  $R_{P1}$ ,  $L_{P1}$ ,  $R_{D1}$ ,  $L_{D1}$ ,  $R_{P02}$ ,  $L_{P02}$ ,  $R_{P2}$ ,  $L_{P2}$ ,  $R_{T1}$ ,  $L_{T1}$ ,  $R_{CM0}$ ,  $L_{CM0}$ ) calculées avec un logiciel dédié - InCa [CLAVEL-96] basé sur le formalisme PEEC [RUEHLI-72].

Du fait que nous menons la procédure de validation de la technique dans la perspective d'un dimensionnement du convertisseur pour respecter les réglementations CEM, nous portons notre intérêt sur  $U_{RSIL1}$  (Figure 3) - une des deux tensions que la norme désigne pour jauger le niveau des perturbations conduites [CISPR16], [CISPR22]. Il s'agit de la chute de tension mesurée aux bornes de l'une des deux résistances de  $50\Omega$  du RSIL, dont la destination a été présentée dans le premier chapitre.

### II.6.1. Résultat de référence : Simulation temporelle et FFT à l'aide de PSpice

Afin de valider notre technique nous procédons à une simulation PSpice pour trouver un spectre de référence. L'approche est représentative pour les méthodes basées sur une simulation temporelle suivie d'une FFT. En plus, le noyau SPICE et sa version commerciale PSpice garantissent des routines de calcul performantes et robustes qui mettent à l'œuvre des modèles de composants largement étudiés et validés.

En principe, il s'agit - dans une première étape - de générer les équations du circuit à étudier à partir des données topologiques, des équations caractéristiques des éléments (passifs ou actifs) et des lois de Kirchhoff. Pour ce qui est de la technique utilisée par PSpice, un schéma spécifique est appliqué pour construire le modèle mathématique et par conséquent, un système d'équations différentielles ordinaires est obtenu [CHUA-87], [GÜNTHER]. Malheureusement, cette modélisation contient des informations redondantes, car souvent le système est décrit avec un vecteur d'inconnues qui dépasse largement l'ensemble minimal de variables indépendantes. Généralement cette "sur-caractérisation" surgit sous la forme de problèmes de convergence qui se rajoutent aux difficultés inhérentes à toute intégration numérique. Le système d'équations différentielles est donc intégré par rapport à la variable temps dans une simulation essentiellement transitoire, malgré le fait que notre intérêt porte sur le régime permanent.

Pour ce qui est de la rapidité d'atteindre le régime permanent, tout problème qui concerne la simulation d'un convertisseur en configuration de mesure normative CEM (donc avec un RSIL) va rencontrer des difficultés liées aux constantes de temps très grandes occasionnées par la présence des fortes inductances d'entrée du RSIL. Une fois le régime permanent atteint, une FFT doit être calculée pour obtenir le spectre de la variable qui nous intéresse. Il faut rappeler que conformément aux critères d'échantillonnage, pour récupérer une information spectrale à 100MHz (pour bien couvrir le domaine concerné par la norme RF) il faut un pas d'intégration temporelle inférieur à 5ns.

En ce qui concerne les modèles de composants (D et T - Figure 3) utilisés pour la simulation PSpice de la structure hacheur série, nous avons employé celui proposé par défaut dans la bibliothèque de composants MicroSim pour le MOSFET IRF740 (l'interrupteur T) et un modèle générique MUR1540 (la diode de roue libre D) dont les paramètres ont été modifiés pour qu'elle ait le comportement d'une diode rapide de calibre cohérent avec le MOSFET IRF740.

### *II.6.2. Simulation directe dans le domaine fréquentiel basée sur le formalisme d'état*

Nous analyserons avec la technique présentée dans les paragraphes précédents le même système (Figure 3) à la différence près que nous remplacerons les éléments qui commutent (D, T) avec des modèles simplifiés construits avec des composants passifs autour d'un interrupteur idéal ( $K_D$ ,  $K_T$ ). Ces modèles dont les paramètres sont déterminés (avec la méthodologie exposé dans II.3) à partir de données constructeur, de calculs (InCa) et de mesures au pont d'impédance gardent toujours une signification physique et ne sont pas l'œuvre de quelconque

"étalonnage" par rapport à d'autres études (mesures ou simulations avec d'autres outils) du système ou d'une partie du système sur lequel portera l'analyse CEM.

La méthodologie à appliquer et les formules à utiliser pour calculer le spectre du bruit CEM (et accessoirement le régime permanent) sont ceux déjà détaillés en II.5 pour un système avec une entrée continue. Le hacheur série est en conduction continue, donc on a deux topologies différentes à décrire en termes de variables d'état. Les deux systèmes (pour les deux configurations) d'équations différentielles qui décrivent l'évolution du système sont construits avec les méthodes spécifiques au formalisme d'état [BALABANIAN-85]. Le circuit comporte 21 éléments à stockage d'énergie, donc l'état du système est complètement défini par les valeurs des 21 variables d'état assignées à ces éléments. Plus précisément, nous avons choisi le schéma classique qui consiste à caractériser l'évolution du système par le biais des courants dans les inductances et des tensions aux bornes des capacités. L'analyse des relations de dépendance entre les paramètres électriques du circuit nous permet de choisir un sous-ensemble minimal de 12 variables d'état indépendantes. Cela réduit considérablement la dimension du problème et augmente la convergence et la robustesse des algorithmes mathématiques utilisés. Enfin, on remarquera que les topologies qui correspondent aux différentes configurations des interrupteurs parfaits peuvent être caractérisées avec le même sous-ensemble minimal de variables indépendantes. Cette invariance du vecteur d'état minimal est assurée par un choix approprié de la structure censée remplacer les interrupteurs tout en restituant leur comportement. Les détails de la mise en équations du convertisseur sont présentés en annexe (A.3.).

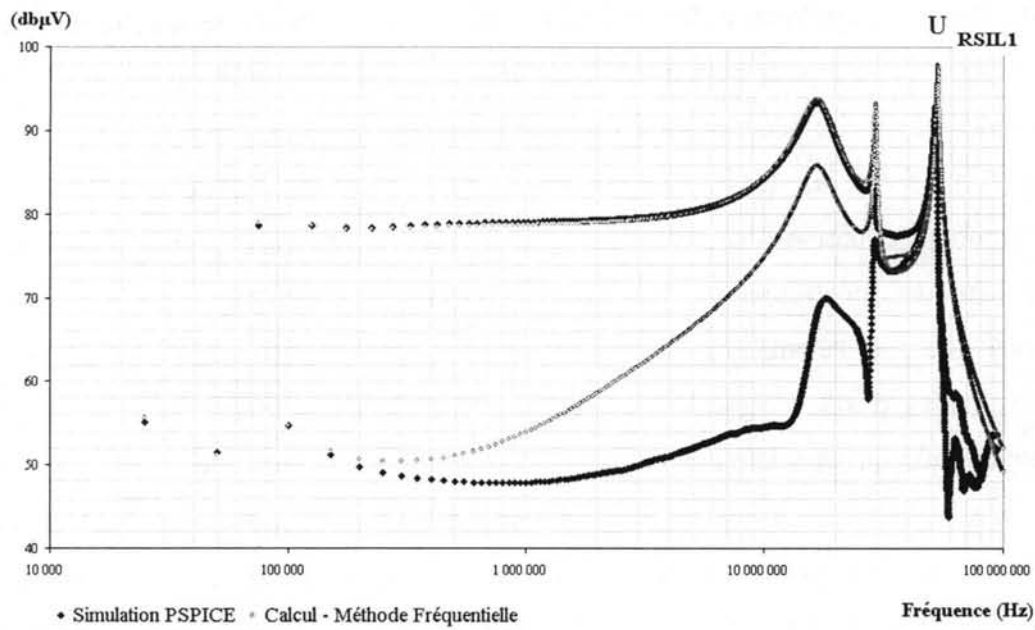
L'estimation proprement dite du spectre de  $U_{RSIL1}$  (avec le calcul intermédiaire du régime permanent) est accomplie à l'aide d'un script MATLAB qui reprend les formules (Eq.II.13), (Eq.II.14).

Les résultats obtenus avec cette approche fréquentielle directe sont comparés (Figure 4) avec ceux issus de la simulation PSpice (simulation temporelle suivie d'une FFT).

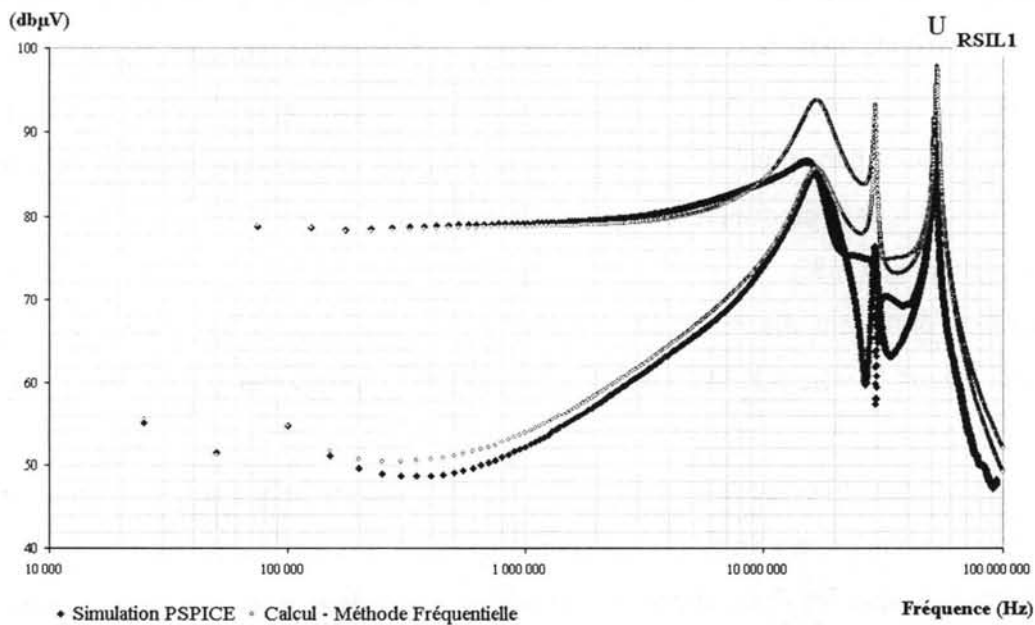
Nous remarquons que les deux spectres sont très proches dans la gamme de fréquences qui nous intéresse. Des différences importantes sont à noter seulement à partir de 50MHz avec une surestimation de la part des résultats basés sur le formalisme d'état. Cela n'est pas surprenant car, malgré le fait que pour la première comparaison (Figure 4) le signal de commande du MOS a des fronts très raides (des temps de montée et de descente  $\sim 5ns$ ), les modèles complexes de composants utilisés par le noyau PSpice pour mener la simulation assurent des commutations (donc des  $dv/dt$  et des  $di/dt$ ) moins sévères. Concernant les différences qu'on peut constater sur les harmoniques paires à partir de 200kHz, elles sont



engendrées par la haute sensibilité aux dissymétries de fonctionnement dans le cas d'un rapport cyclique de valeur 0.5\*.



**Figure 4** Spectre global : Simulation PSpice (commutations rapides) et Calcul avec la Méthode Fréquentielle



**Figure 5** Spectre global : Simulation PSpice (commutations lentes) et Calcul avec la Méthode Fréquentielle  
 Une commande ralentie (des temps de montée et de descente  $\sim 50ns$ ) a certainement des répercussions sur l'allure du spectre simulé avec PSpice (Figure 5). Malgré les différences qui deviennent plus importantes, on constate que la technique proposée, qui - on le rappelle - reste

\* quelques précisions nécessaires pour une interprétation correcte des résultats dans le domaine fréquentiel sont développées en annexe (A.9)

basée sur des modèles rudimentaires d'interrupteurs, donne une enveloppe très correcte des maxima du spectre obtenu avec une simulation PSpice assez fastidieuse.

Certainement, une meilleure précision peut être acquise d'un part avec une modélisation plus raffinée des interrupteurs et d'un autre part avec des éléments dissipatifs supplémentaires. En ce qui concerne ce dernier aspect, on a délibérément évité de rajouter des éléments dont les valeurs devront être fixées de manière empirique, vu que leur nature n'est toujours pas rigoureusement expliquée et dont on ne dispose pas d'outil pour les quantifier.

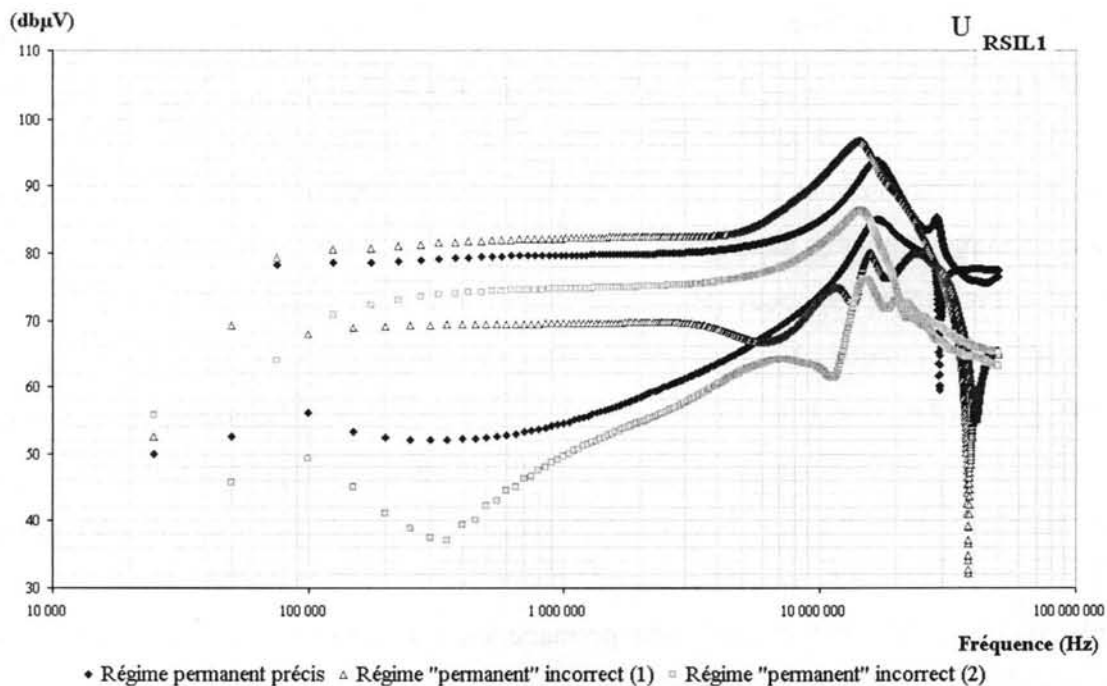
Pour ce qui est de la démarche qui consisterait à utiliser des modèles plus élaborés de composants, il faut la regarder avec une certaine réserve. Cela non seulement parce que le problème pourrait très vite gagner en complexité et perdre de son intérêt, mais surtout parce que l'effort de calcul ne va pas déboucher sur des gains importants en précision, vu celle déjà acquise.

Concernant les temps de calcul, il est à noter que pour différentes raisons il est difficile de comparer d'une manière rigoureuse les deux approches. Par exemple, les tâches que nous devons accomplir avant le calcul proprement dit sont fondamentalement différentes : ainsi avant de procéder à l'intégration temporelle numérique du système d'équations différentielles, PSpice construit automatiquement le modèle mathématique sur les informations topologiques introduites par l'utilisateur à partir d'un environnement graphique. Ne disposant pas pour le moment d'un tel outil pour générer la représentation en variables d'état et en faire sortir le système d'équations minimal à partir d'une entrée graphique, nous avons mis le problème en équation "manuellement", mais des méthodes pour réaliser cette tâche de manière automatique ont été développées [BALABANIAN-85]. Un autre aspect qui rend difficile une comparaison est le fait que pour atteindre le régime permanent avec une simulation temporelle on doit souvent redémarrer la simulation avec de nouvelles données initiales (pour accélérer la simulation ou tout simplement parce que le calcul n'est pas convergent) ce qui suppose des multiples interventions de l'utilisateur accompagnées de calculs et de réflexions préliminaires et/ou intermédiaires. Il nous est impossible de quantifier ces manipulations surtout qu'avec la méthode fréquentielle le calcul du régime permanent est quasiment immédiat. Enfin, PSpice utilise pour faire ses calculs de routines optimisées pour les tâches spécifiques ce qui n'est pas le cas d'une implantation sous un environnement de calcul "généraliste" comme MATLAB. En plus, une comparaison "absolue" en termes de nombre d'opérations élémentaires n'est possible car PSpice ne donne pas une information équivalente à *flops* ("nombre cumulé d'opérations en virgule mobile") de MATLAB.

Les ordres de grandeur des temps de calcul pour les deux approches sont toutefois assez éloignés, pour qu'il n'y ait pas de doute. Ainsi, pour calculer le spectre (Figure 4) avec PSpice (analyse temporelle transitoire et FFT) il faut 30-40 minutes (MicroSim PSpice A/D ver.7.1) avec des conditions initiales assez correctes. Cependant le calcul direct fréquentiel avec la technique proposée ne demande pas plus de 10s (Matlab script sous WinNT - Pentium 200MHz/64M) - calcul de régime permanent compris.

## II.7. PREMIERES REMARQUES SUR LA METHODE

On remarquera quelques avantages évidents de la technique basée sur le formalisme d'état et de modèles linéaires des interrupteurs. Les plus importants sont liés au fait que le spectre est calculé d'une manière directe sans aucune simulation temporelle. En plus, le régime permanent est calculé avec des formules de type (Eq.II.10), ce qui nous évite les longues simulations en régime transitoire que toute analyse de convertisseur en configuration de mesure normative CEM (avec RSIL) rencontre. Pour montrer que nous ne pouvons pas éviter un calcul précis du régime permanent sans courir le risque de dénaturer l'estimation du bruit CEM, nous avons tracé (Figure 6) les résultats de trois simulations PSpice du même hacheur série pour des fonctionnements plus ou moins éloignés du vrai régime permanent.



**Figure 6** L'influence de la précision du régime permanent sur l'estimation des perturbations conduites

Nous constatons (Figure 4) que les modèles de composants utilisés, malgré leur dénuement extrême, semblent en mesure de décrire l'impact des caractéristiques (qui sont en réalité essentiellement non linéaires) des interrupteurs sur le niveau de perturbations dans la gamme de fréquence qui nous intéresse. Il est évident que notre modélisation des interrupteurs

entraîne une diminution de la précision mais celle-ci reste faible grâce au fait que l'imprécision est limitée aux phases de commutation. Pour la phase qui suit juste après la transition proprement dite et jusqu'à la prochaine commutation, il s'avère que :

- le convertisseur est en topologie fixe;
- le système est le siège de phénomènes de résonance à amplitude directement liée aux variables électriques avant la transition;
- les interrupteurs ont un comportement qui peut être reconstitué avec des modèles basés sur des éléments passifs avec des valeurs constantes.

Or ce sont exactement les prémices de notre modélisation, donc il est normal que cette phase soit représentée avec une précision largement suffisante. La précision acquise jusqu'à 30-40MHz s'expliquerait donc par le fait que les phénomènes ayant une répercussion dans cette gamme sont ceux situés entre deux commutations.

Une limitation pratique de la technique concerne le pré-traitement nécessaire pour trouver la formulation minimale du système en variables d'état. Cette étape reste fastidieuse si elle n'est pas assistée par ordinateur. Des méthodes existent pour accomplir cette tâche automatiquement [BALABANIAN-85] et s'il est vrai que les algorithmes pour déterminer le modèle minimal sont plus complexes, il est tout aussi vrai que les gains importants en temps de calcul et la meilleure convergence méritent un effort supplémentaire dans la préparation du modèle mathématique.

L'inconvénient majeur de cette approche proviendrait du fait qu'elle est destinée seulement aux convertisseurs en commutation forcée car on utilise des interrupteurs idéaux commandés avec des signaux indépendants de l'état du système. Nous rappelons le contexte de notre démarche : nous voulons faire une analyse CEM d'un convertisseur dont le type (hacheur série, par exemple) a déjà été choisi sur des critères fonctionnels (convertisseur CC/CC dans ce cas) et nous ne sommes pas dans un processus de conception de nouvelles structures. Nous disposons donc de descriptions globales du fonctionnement du convertisseur et de l'enchaînement des phases. Une fois de plus nous allons tirer profit de la rapidité du calcul du régime permanent : ainsi on pourrait envisager de calculer l'enchaînement des commutations naturelles en imposant (comme contrainte supplémentaire au système) la nullité des grandeurs (courant ou tension) au moment de la commutation. Une procédure d'optimisation sera utilisée pour trouver d'elle-même l'instant de la commutation naturelle. Cette démarche qui nous permet d'élargir le champ d'application de notre méthode sera présentée au troisième chapitre.

Un autre reproche sérieux qu'on pourrait faire à propos de la technique qu'on propose est qu'elle serait plus proche d'une pure simulation que d'une analyse centrée sur les phénomènes comme serait le cas de l'approche basée sur l'hypothèse de deux types de perturbations (mode commun et mode différentiel) indépendantes. Là encore nous considérons qu'il faut repositionner le débat, car il ne peut pas y avoir d'analyse exclusivement phénoménologique, tout comme nous considérons qu'il n'y a pas de méthode uniquement quantitative qui ne puisse pas offrir des possibilités pour une étude qualitative. Dans cet esprit nous avons essayé de trouver des outils dérivés de la méthode proposée qui sont censés apporter une "aide à la réflexion".

## II.8. SUGGESTION POUR UN POSSIBLE OUTIL D'ANALYSE PHENOMENOLOGIQUE

Nous avons essayé de décortiquer la démarche d'une personne appelée à analyser un système d'électronique de puissance du point de vue CEM dans le but de diminuer les perturbations conduites. Nous avons constaté qu'un gros volume de travail est dédié à la recherche des chemins de propagation des perturbations dites de mode commun et de mode différentiel pour éventuellement en déduire des circuits équivalents. Ce travail peut perturber la réflexion non seulement parce qu'il est peu gratifiant, mais surtout parce qu'il est très susceptible d'engendrer des erreurs (des chemins qu'on écarte à tort, par exemple), car la plupart du temps il n'est pas fait d'une manière rigoureuse. Or c'est justement la partie d'une analyse CEM qui peut être réalisée d'une manière tout à fait systématique. Nous avons donc cherché à nous doter des outils pour accomplir cette tâche automatiquement tout en livrant un maximum d'informations utiles au concepteur. Ensuite ce serait à sa charge de mener la réflexion qui porte sur les choix qualitatifs : type de structure de filtres à utiliser, composants à enlever ou à rajouter et à quel endroit du circuit, chemins de propagation à favoriser ou non et de quelle manière.

L'idée de départ est que pour toute fréquence, nous sommes en mesure de calculer la raie souhaitée pour une quelconque variable du système avec un effort de calcul réduit à l'aide des formules de type (Eq.II.11) ce qui est d'ailleurs un des intérêts majeurs des méthodes fréquentielles. En plus, si les termes

$$\left( \gamma_{k,n} \cdot e^{-j\omega_n \cdot t_{k-1}} \right) \text{ et } \left[ \left( \beta_{k,n} - \gamma_{k,n} \cdot A_K^{-1} \cdot B_K \right) \cdot e^{-j\omega_n \cdot t_{k-1}} \right]$$

qui interviennent dans le calcul de :

$$Y_n = Y(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot f_0) = \sum_{k=1}^{N_{SW}} e^{-j\omega_n \cdot t_{k-1}} \cdot \left[ C_K \cdot \left( \beta_{k,n} - \gamma_{k,n} \cdot A_K^{-1} \cdot B_K \right) + D_K \cdot \gamma_{k,n} \right] \quad (\text{Eq.II.16})$$

ont été calculés une première fois, ceci permet ensuite une estimation plus aisée des harmoniques de même ordre pour d'autres variables, car tout se réduit à effectuer le calcul (Eq.II.16) avec des  $C_K, D_K$  différents.

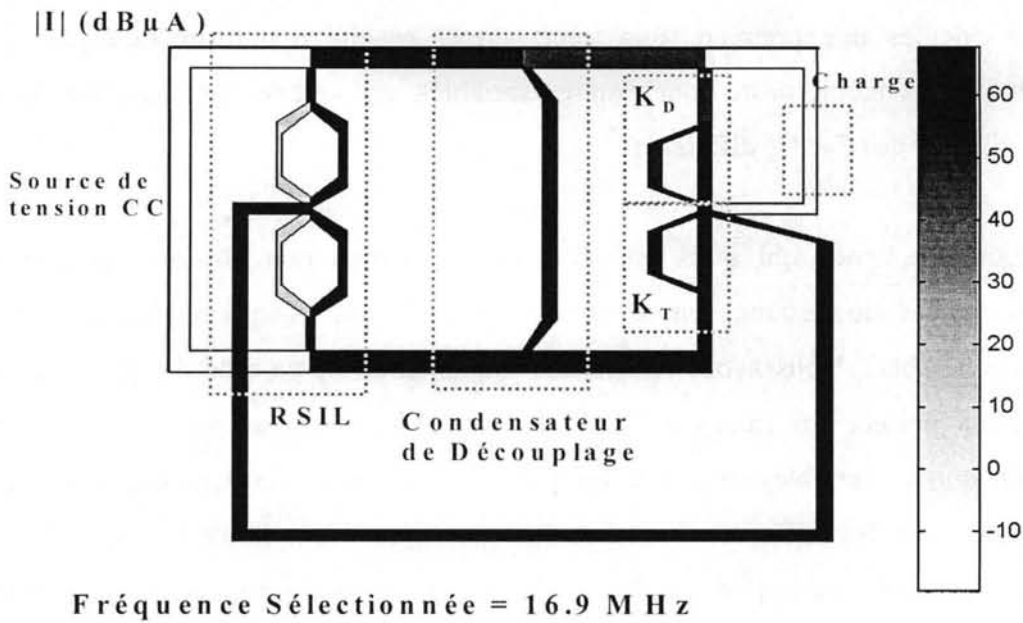
Pour toute fréquence qui nous intéresse, nous pouvons donc tracer une représentation "cartographique" du système, censée apporter des informations sur l'amplitude ou la phase de certaines variables. Nous avons réalisé une implantation de ce type de démarche pour nos besoins qui portent sur l'analyse CEM des convertisseurs. Plus précisément, nous avons considéré que les variables les plus utiles à suivre de manière "cartographique" seraient plutôt les courants dans les différentes branches du convertisseur (amplitude et phase). Ce choix est justifié, entre autre, par la pratique d'une réflexion en termes de courants chez les concepteurs familiarisés avec la modélisation mode commun / mode différentiel. Cela n'empêche pas pour autant d'imaginer des représentations analogues en tension.

La "carte" peut être une simple représentation (plus ou moins conventionnelle) de la topologie du convertisseur avec l'information concernant l'amplitude ou la phase des harmoniques des courants dans toutes les branches du circuit indiquée d'une manière graphique (palette de couleurs avec des intensités proportionnelles aux valeurs numériques, par exemple). A la demande, pour les branches du circuit dont le rôle nous apparaît particulièrement intéressant les valeurs numériques seront affichées.

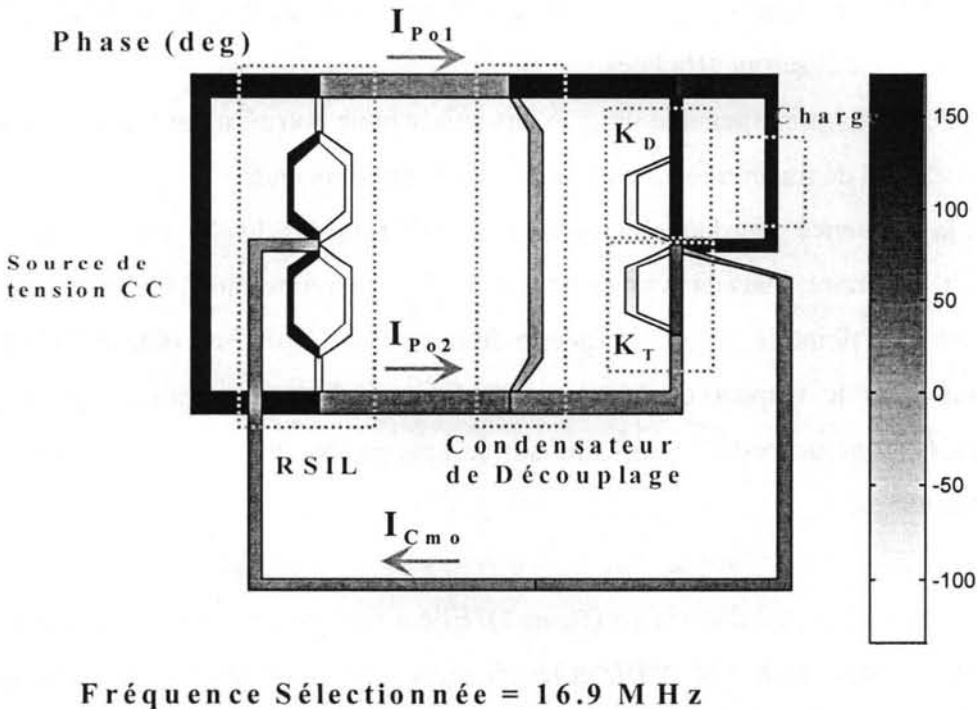
Ce sont d'ailleurs les principes que nous avons suivis pour notre implantation, toujours sous MATLAB, capable de tracer une telle carte en moins d'une seconde.

Concernant la fréquence pour laquelle les "cartes" seront tracées, le choix de l'utilisateur peut-être tout à fait arbitraire, mais dans notre implantation nous avons choisi de guider ce choix en proposant comme "point de départ" le spectre de la tension  $U_{RSIL}$ . En effet, vu le but final de l'analyse qui reste le respect des normes CEM, notre intérêt va porter surtout sur les phénomènes qui ont un reflet significatif sur le spectre des tensions pressenties pour les mesures normatives.

Une telle représentation est donnée en (Figure 7). Elle a pour but de nous aider à comprendre les phénomènes autour de  $f = 16.9MHz$  et les chemins privilégiés pour la résonance constatée sur le spectre de  $U_{RSIL1}$  (Figure 4).



**Figure 7** La carte "amplitude" des harmoniques des courants pour une fréquence "critique" ( $f = 16.9\text{MHz}$ )  
 Un examen sommaire de la représentation (Figure 7) nous permet de spécifier les chemins de propagation privilégiés pour cette fréquence critique et - si besoin est - d'en déduire un schéma équivalent. Des observations qualitatives peuvent en être tirées. Ainsi on s'aperçoit que la partie inférieure de la cellule de commutation (celle du MOSFET) est particulièrement impliquée dans la résonance remarquée à cette fréquence.



**Figure 8** La carte "phase" des harmoniques des courants pour une fréquence "critique" ( $f = 16.9\text{MHz}$ )  
 Quelques conclusions peuvent être tirées en analysant les valeurs numériques (Tableau 1) pour les amplitudes (Figure 7) et les phases (Figure 8) des courants dans les conducteurs de puissance

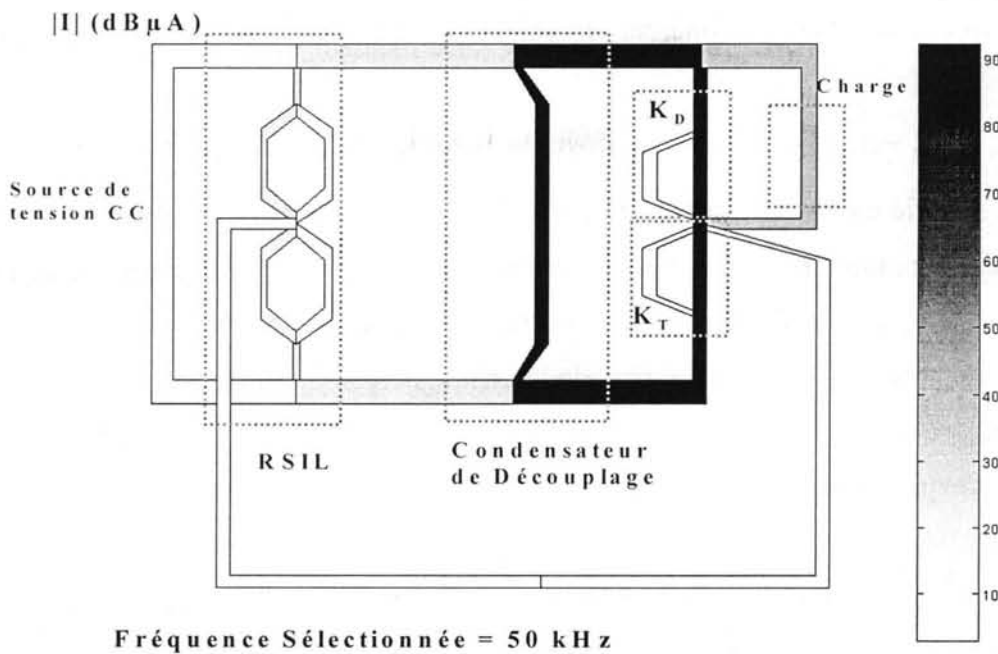
$I_{Po1}$  et  $I_{Po2}$  et celui dans le retour par la terre  $I_{Cmo}$  :

|           | $ I $ (dB $\mu$ A) | $ I $ (mA) | $\phi$ (deg) |
|-----------|--------------------|------------|--------------|
| $I_{Po1}$ | 59.8               | 0.98       | 46.5         |
| $I_{Po2}$ | 60.7               | 1.08       | 49.9         |
| $I_{Cmo}$ | 66.2               | 2.04       | 48.3         |

**Tableau 1** Valeurs numériques pour  $f = 16.9\text{MHz}$

Si nous voulons continuer à mener une réflexion en termes de mode commun / mode différentiel, nous remarquerons que, vu du côté RSIL, pour cette fréquence, le bruit a plutôt une nature de perturbation de "mode commun", car  $I_{Cmo}$  se partage en deux courants ( $I_{Po1}$ ,  $I_{Po2}$ ) de valeurs très proches, tous les trois courants en question ayant à peu près la même phase. Toutefois, les phases des harmoniques des courants dans les deux bras de mesure (ou dans les deux conducteurs de puissance) ne sont pas tout à fait les mêmes, tout comme les amplitudes. Cela nous emmène au constat qu'il y a aussi une composante de "mode différentiel".

Si l'intérêt du concepteur porte aussi sur les phénomènes qui se produisent pour les premières fréquences du spectre, une autre représentation peut être calculée et tracée (Figure 9).



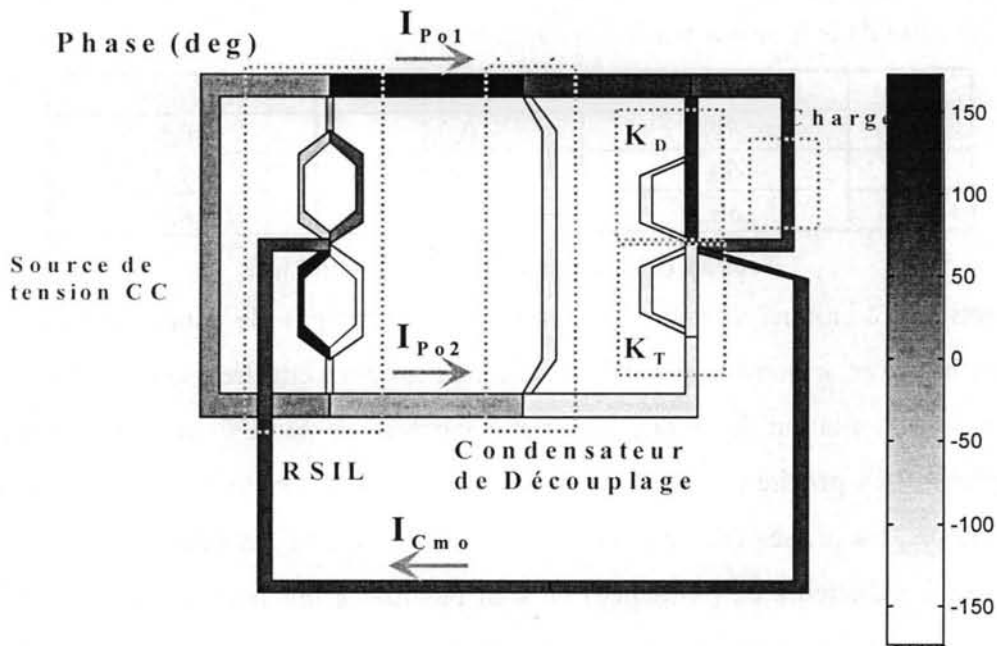
**Figure 9** La carte "amplitude" des harmoniques des courants pour une fréquence "basse" ( $f = 50\text{kHz}$ )

Pour cette fréquence, les valeurs numériques pour les trois variables sont :

|           | $ I $ (dB $\mu$ A) | $ I $ ( $\mu$ A) | $\phi$ (deg) |
|-----------|--------------------|------------------|--------------|
| $I_{Po1}$ | 25.8               | 19.49            | 173.5        |
| $I_{Po2}$ | 25.9               | 19.72            | -0.8         |
| $I_{Cmo}$ | 5.8                | 1.95             | 78.6         |

**Tableau 2** Valeurs numériques pour  $f = 50\text{kHz}$





Fréquence Sélectionnée = 50 kHz

Figure 10 La carte "phase" des harmoniques des courants pour une fréquence "basse" ( $f = 50\text{kHz}$ )

Cette fois ci, nous pouvons constater (par exemple à partir du niveau très bas du courant  $I_{Cmo}$  dans le conducteur de retour par la terre - Figure 9) que les perturbations ont un caractère de "mode différentiel", fait confirmé par les valeurs des phase (Tableau 2) dans les conducteurs  $I_{Po1}$ ,  $I_{Po2}$ .

En effet,  $\varphi_{I_{Po1}} - \varphi_{I_{Po2}} \approx 175^\circ$ , ce qui, vu la convention choisie pour les sens des deux courants, signifie un fort caractère "différentiel" des perturbations pour cette fréquence.

Une autre observation intéressante est le bon filtrage différentiel assuré par le condensateur de découplage, car on peut observer (Figure 9) le bon rebouclage du courant dans la maille formée par le condensateur  $C_F$  et les deux bras de la cellule de commutation ( $K_D$ ,  $K_T$ ). On remarque aussi la présence d'un bruit différentiel "résiduel" qui vient perturber le réseau d'alimentation CC. Cela s'explique par les imperfections du condensateur  $C_F$ , phénomène qui a été décrit en [SCHEICH-93].

Ce type d'outil pourrait donc être un premier pas vers un vrai logiciel "d'aide à la conception" qui devra s'en charger dans l'idéal de tâches beaucoup plus complexes comme le choix du filtre ou d'une modification de design, non seulement d'un dimensionnement optimal d'une structure figée. C'est d'ailleurs pour cela que nous considérons qu'il s'agit pour le moment plutôt d'une "aide à la réflexion".

## II.9. CONCLUSION

Après ce premier aperçu, il nous apparaît assez probable que la méthodologie proposée pourra se constituer en compromis raisonnable à mi-chemin entre les démarches phénoménologiques (basées sur le modèle des perturbations de mode commun et mode différentiel) et les simulations laborieuses de type PSpice avec des modèles complexes de composants. Il reste à démontrer avec des applications que cette approche est viable pour un bon nombre de structures d'électronique de puissance et que de par ses avantages elle trouve sa place dans le contexte de l'analyse et du dimensionnement CEM.

Nous remarquerons que cette technique assure une précision meilleure par rapport aux résultats des méthodes basées sur l'hypothèse des sources de perturbations indépendantes et invariantes (dont les limites ont été exposées dans le premier chapitre). Cette amélioration de la précision des résultats se fait avec un volume de calculs moins important par rapport aux efforts considérables en termes de durée et de données à manipuler que toute simulation temporelle suivie d'une FFT implique, surtout si une modélisation poussée des interrupteurs est mise en œuvre.

Cette évaluation plus aisée et directe dans le domaine fréquentiel ouvre la voie à des procédures pour optimiser des structures convertisseur, qui demandent - quel que soit l'algorithme - des calculs récurrents du spectre d'une ou de plusieurs variables du système. Toujours comme conséquence directe de la rapidité des calculs, on pourrait utiliser des algorithmes d'optimisation peu sophistiqués.



## CHAPITRE III. APPLICATION DE LA METHODE FREQUENTIELLE A DIFFERENTS CONVERTISSEURS

### TABLE DE MATIERES

#### III.1. INTRODUCTION

#### III.2. CONVERTISSEURS AVEC UNE ENTREE CONTINUE

##### *III.2.1. Onduleur monophasé pleine onde*

##### *III.2.2. Onduleur monophasé MLI*

#### III.3. CONVERTISSEUR AVEC UNE ENTREE SINUSOÏDALE

##### *III.3.1. Redresseur à absorption sinusoïdale*

#### III.4. CONVERTISSEUR EN COMMUTATION NATURELLE - FLYBACK RESONANT

##### *III.4.1. Structure, fonctionnement théorique*

##### *III.4.2. Modélisation des composants*

##### *III.4.3. Le calcul des commutations naturelles et du régime permanent*

##### *III.4.4. Validation de la méthodologie de calcul*

##### *III.4.5. Analyse de la sensibilité des perturbations CEM conduites*

#### III.5. CONCLUSION



### III.1. INTRODUCTION

Ce troisième chapitre est destiné à donner un aperçu des applications dont l'étude peut être réalisée à l'aide de la méthode fréquentielle. Il est à remarquer que dans la présentation des applications nous avons poursuivi deux objectifs. D'une part, nous sommes toujours dans une démarche de validation de la méthode fréquentielle. C'est la raison pour laquelle les résultats des calculs directs dans le domaine fréquentiel à l'aide du formalisme d'état sont comparés avec des résultats PSPICE (issus de simulations temporelles suivies de FFT) ou dans certains cas avec des mesures. C'est le cas pour les premières applications présentées où l'accent est posé sur la validation de la méthodologie proposée sur des convertisseurs illustrant la grande variété des structures qu'on puisse étudier avec cette technique. D'autre part, pour le dernier exemple (flyback résonant), il s'agit d'une vraie analyse CEM (l'étude de sensibilité des perturbations conduites par rapport aux différents paramètres du convertisseur) qui utilise comme moyen de calcul - la méthode fréquentielle et comme outil d'investigation - les "cartes amplitude/phase" décrites dans le chapitre précédent. L'étude de ce convertisseur a été réalisée en collaboration avec Jean Schutz [SCHUTZ-99] à qui on doit aussi la partie expérimentale (réalisation de la maquette / mesures). Pour cette application, une fois validée la démarche (étape qui, en principe, n'est pas indispensable) pour un point de fonctionnement (par rapport aux mesures et avec des simulations PSPICE), la méthodologie est utilisée sans comparer à chaque fois les résultats avec des mesures et/ou des simulations.

Comme nous l'avons déjà souligné (Chapitre II), la méthode fréquentielle est appropriée pour la prédiction des perturbations conduites dans le cas des convertisseurs dont la topologie et le mode de fonctionnement sont connus. De part sa nature, cette démarche est aisée pour des convertisseurs qui fonctionnent en commutation forcée. C'est pour cela que, dans un premier temps, cette technique a été utilisée pour étudier des onduleurs pleine onde et MLI (systèmes avec entrée continue). Ensuite la démarche a été validée pour un convertisseur toujours en commutation forcée, mais avec une entrée sinusoïdale (redresseur à absorption sinusoïdale). Enfin, la dernière partie du chapitre présente une analyse CEM non seulement plus détaillée et qui concerne une structure plus complexe (le flyback résonant), mais aussi avec un fonctionnement en commutation naturelle.

### III.2. CONVERTISSEURS AVEC UNE ENTREE CONTINUE

Un exemple d'application avec deux cellules de commutation est l'onduleur monophasé de tension que nous avons étudié en deux modes de fonctionnement : pleine onde et MLI. Par

rapport à l'analyse avec le formalisme d'état, il s'agit toujours d'un système avec une entrée continue représenté par la source de tension  $E$  (Figure 1).

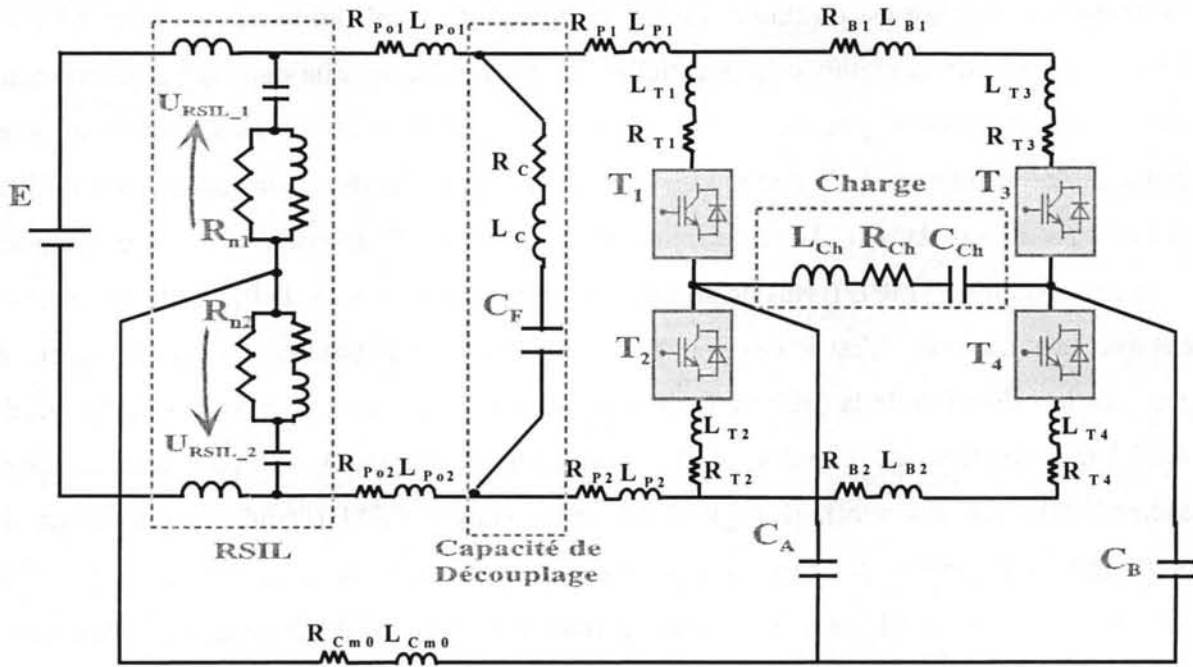


Figure 1 Structure détaillée - onduleur monophasé

Tout comme pour le hacheur série (II.6), nous avons procédé à des simulations PSPICE du convertisseur (avec  $T_1, T_2, T_3, T_4$  remplacés par des modèles MOS IRF740) et à des calculs avec la méthode fréquentielle ( $T_1, T_2, T_3, T_4$  - des structures RLC autour des interrupteurs idéaux  $K_1, K_2, K_3, K_4$ ).

### III.2.1. Onduleur monophasé pleine onde

Pour un mode de fonctionnement "pleine onde" et pour une commutation simultanée des interrupteurs, pendant une période il y a seulement deux configurations possibles auxquelles correspondent deux topologies différentes :

*Phase 1* :  $K_1, K_4$  fermés /  $K_2, K_3$  ouverts                      pour  $0 = t_0 < t < t_1 = 0.5 \cdot T_0$  ;

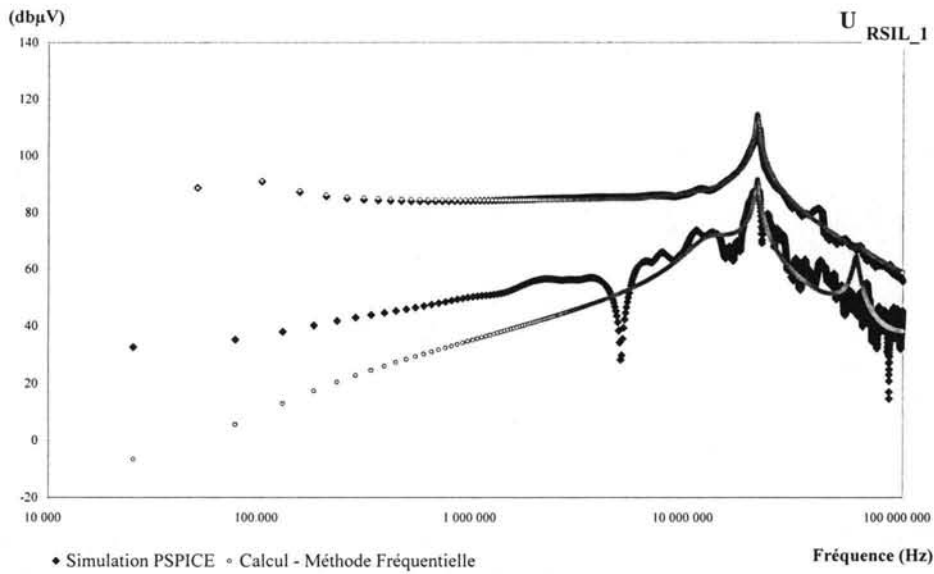
*Phase 2* :  $K_1, K_4$  ouverts /  $K_2, K_3$  fermés                      pour  $0.5 \cdot T_0 < t < T_0$  .

Nous pouvons donc utiliser les mêmes formules que dans le cas du hacheur série pour calculer le régime permanent (Eq.II.13) et le spectre de la variable qui nous intéresse (Eq.II.14, Eq.II.15). La seule différence concerne les éléments des matrices et vecteurs  $A_1, B_1, C_1, D_1 / A_2, B_2, C_2, D_2$  qui correspondent à la mise en équation spécifique du schéma onduleur (Annexe A.5.).

Notre intérêt porte sur les deux variables qui, par rapport aux conditions des mesures normatives (mesures en présence d'un RSIL) et aux hypothèses de la modélisation mode commun / mode différentiel, peuvent nous renseigner sur les niveaux des deux types de perturbations conduites (MC/MD) :

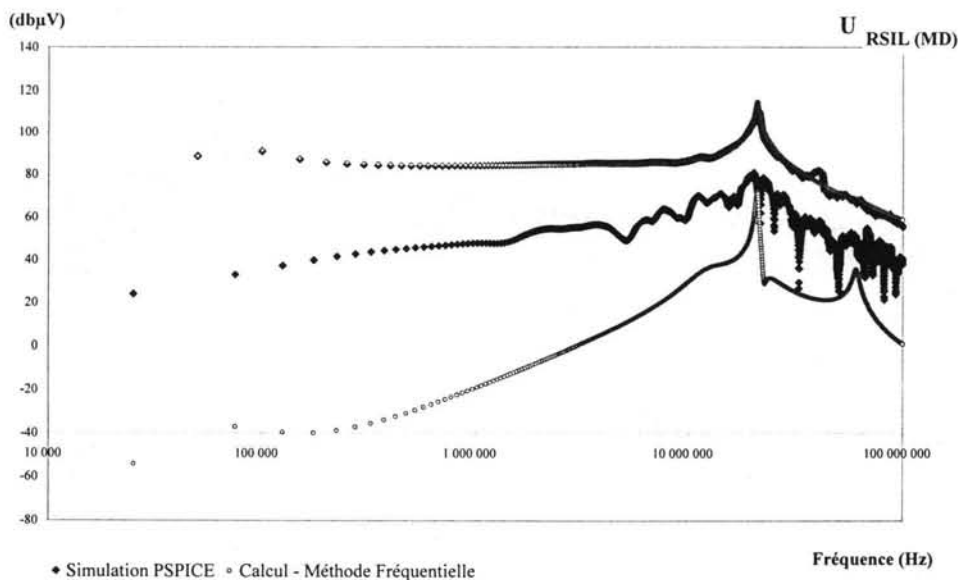
$$U_{MD} = \frac{U_{RSIL\_1} - U_{RSIL\_2}}{2}; U_{MC} = \frac{U_{RSIL\_1} + U_{RSIL\_2}}{2}. \text{ Nous allons aussi estimer et comparer}$$

les perturbations "globales" obtenues pour le bras supérieur du RSIL ( $U_{RSIL\_1}$ ).



**Figure 2** Spectre  $U_{RSIL\_1}$  (onduleur monophasé pleine onde): Simulation (Pspice) et Calcul (Méthode Fréquentielle)

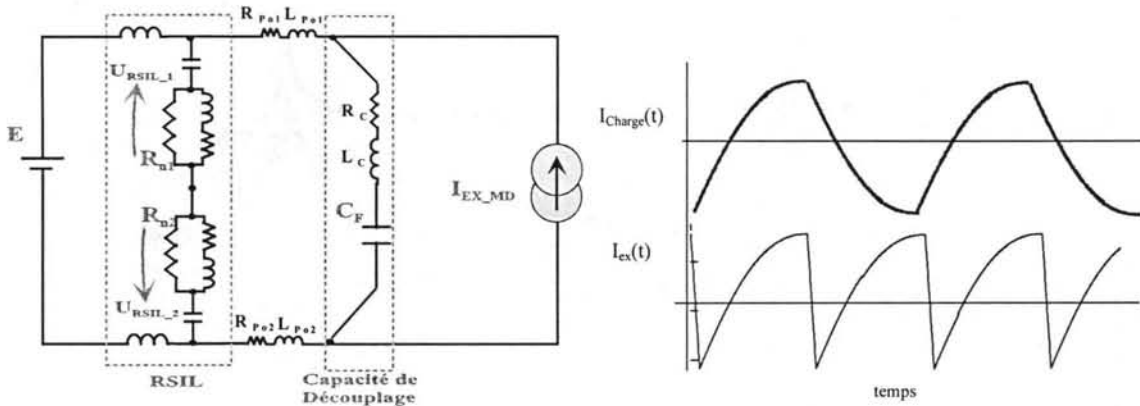
La comparaison des résultats obtenus par les deux méthodes pour le spectre "global" (Figure 2) révèle une bonne concordance entre les deux spectres. Comme pour le hacheur série, l'enveloppe calculée par la méthode fréquentielle suit de près les maxima du résultat issu de la simulation PSpice. Il n'empêche que pour la première raie et en général pour les premières raies d'ordre impair il y a des différences que nous allons essayer d'expliquer en dépit du fait que pour les maxima la précision est largement suffisante. Pour cela, nous nous intéressons aux spectres de  $U_{MD}$  et  $U_{MC}$ .



**Figure 3** Spectre  $MD$  (onduleur monophasé pleine onde): Simulation (Pspice) et Calcul (Méthode Fréquentielle)

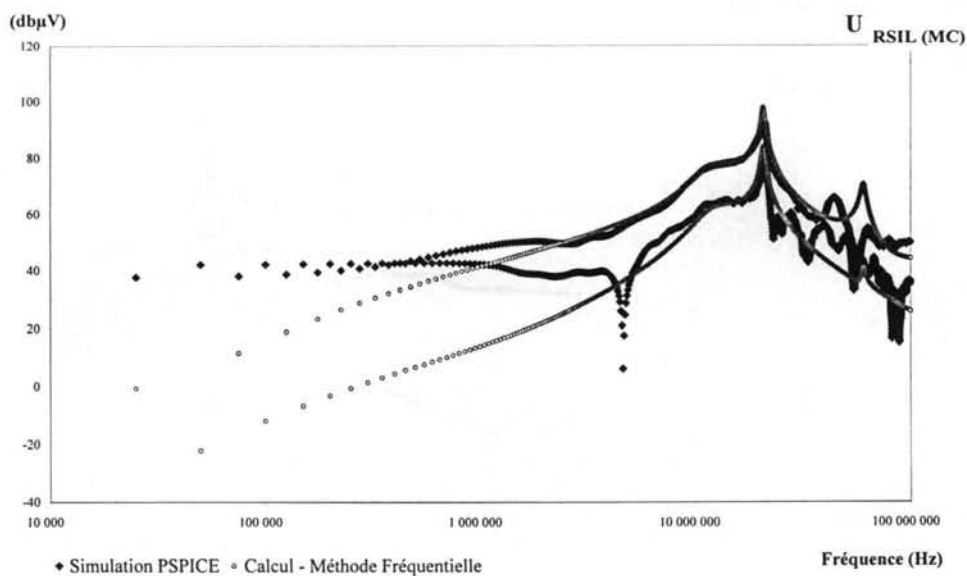


Concernant les perturbations de mode différentiel, l'analyse classique basée sur des sources de MD (comme nous l'avons réalisée dans [POPESCU-97]) repose sur l'hypothèse d'une source de courant. Pour des raisons de symétrie des formes d'onde de  $I_{EX\_MD}$  et du chemin de propagation (Figure 4), les raies d'ordre impair du bruit de MD sont nulles dans cette modélisation.



**Figure 4** Schéma équivalent pour le MD et les formes d'onde pour le courant dans la charge ( $I_{Charge}$ ) et la source de perturbations MD ( $I_{EX\_MD}$ )

Le fait que les raies d'ordre impair du spectre MD (Figure 3) ne sont pas nulles, que ce soit pour la simulation PSPICE ou pour le calcul avec la méthode fréquentielle, s'explique par la présence d'un "courant de MC résiduel" qui traduit le fait qu'il n'est jamais possible de séparer complètement le MD et le MC ce qui représente l'hypothèse fondamentale de l'analyse classique basée sur des sources de perturbations. L'explication pour la surestimation du spectre  $U_{RSIL\_MD}$  obtenu avec la simulation PSPICE pourrait être une dissymétrie de la "source"  $I_{EX\_MD}$  due à un fonctionnement qui n'est pas en régime permanent ou à des rapports cycliques légèrement différents de 0.5.



**Figure 5** Spectre MC (onduleur monophasé pleine onde): Simulation (Pspice) et Calcul (Méthode Fréquentielle)

En examinant les résultats pour le MC (Figure 5), il s'avère que, de toute façon, le MC obtenu avec PSPICE est plus important que celui calculé pour les premières harmoniques.

En regardant la carte des amplitudes (Figure 6) et celle des phases (Figure 7) pour le premier harmonique ( $f_0=25\text{kHz}$ ), nous pouvons en tirer des conclusions intéressantes.

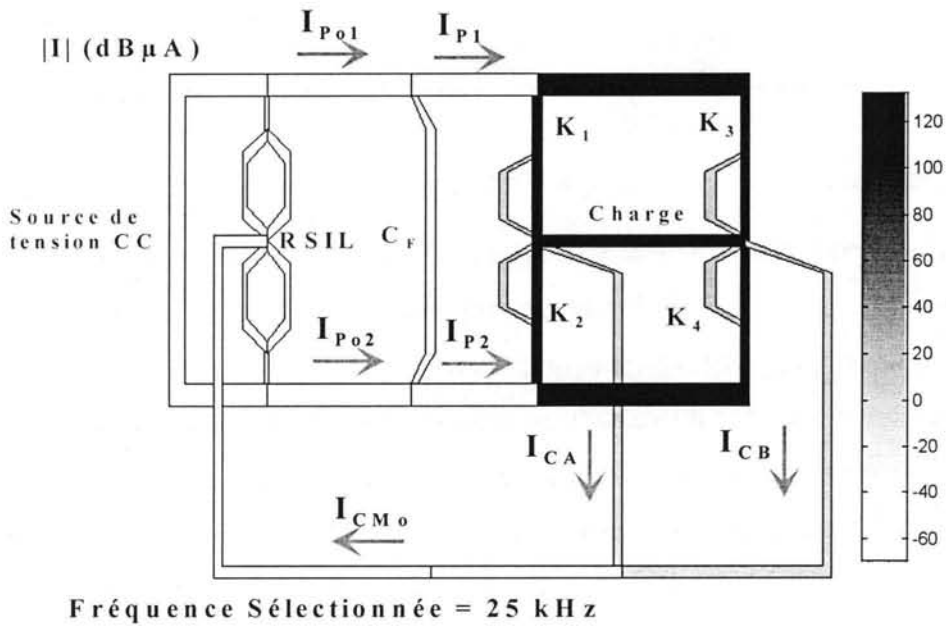


Figure 6 Onduleur pleine onde: La carte "amplitude" des courants pour  $f = 25\text{kHz}$

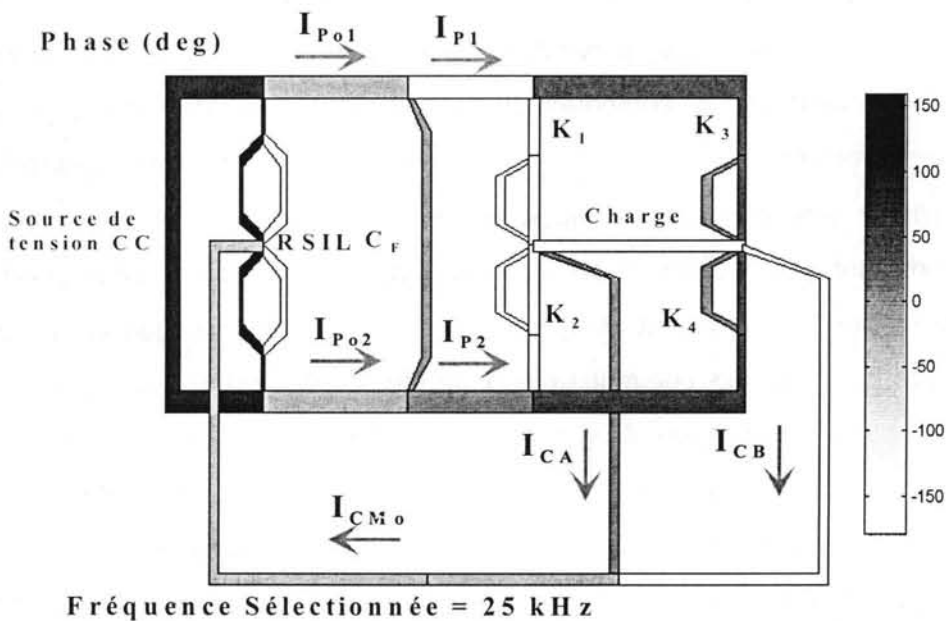


Figure 7 Onduleur pleine onde: La carte "phase" des courants pour  $f = 25\text{kHz}$

Les valeurs numériques pour les amplitudes et les phases des harmoniques (à 25kHz) de quelques courants sont :

|           | I  (dB $\mu$ A) | I  ( $\mu$ A) | $\phi$ (deg) |
|-----------|-----------------|---------------|--------------|
| $I_{Po1}$ | -25.06          | 0.0558        | -20          |
| $I_{Po2}$ | -25.11          | 0.0555        | -21          |
| $I_{P1}$  | -5.90           | 0.507         | -172         |
| $I_{P2}$  | -4.48           | 0.597         | 3            |
| $I_{CA}$  | 64.234          | 1628          | 1.1          |
| $I_{CB}$  | 64.233          | 1627          | -178.8       |
| $I_{CMo}$ | -19             | 0.1122        | -20          |

Tableau 1 Valeurs numériques pour  $f = 25kHz$ 

Tout d'abord on constate que  $\phi_{IP2} - \phi_{IP1} \approx 175^\circ$ ,  $\phi_{IPo1} \approx \phi_{IPo2}$  et  $|I_{P1}| \approx |I_{P2}| \gg |I_{Po1}| \approx |I_{Po2}|$  ce qui signifie que, pour cette fréquence, la capacité  $C_F$  assure encore un fort filtrage MD. En effet, nous constatons donc qu'après le filtrage les perturbations ont un caractère prépondérant MC, car  $I_{Po1}$  et  $I_{Po2}$  ont presque les mêmes amplitudes et phases.

Ceci dit, le phénomène le plus intéressant est représenté par la forte compensation des deux courants  $I_{CA}$ ,  $I_{CB}$ . Nous observons (Figure 6 et Tableau 1) que les deux courants qui passent par les capacités parasites  $C_A$ ,  $C_B$  ont presque la même amplitude (1.63mA) - beaucoup plus grande que celle du courant dans le plan de masse ( $I_{CMo} = 0.11\mu A$ ). Le fait que les deux courants sont en opposition de phase peut être remarqué aisément sur la carte des phases (Figure 7). Cette observation est ensuite confirmée par les valeurs numériques (Tableau 1). Ce phénomène est le résultat d'une forte symétrie des chemins de propagations et des sources de perturbation propres à ce mode de fonctionnement. L'étude phénoménologique classique des perturbations MC - qui consiste à remplacer les interrupteurs avec des sources de perturbations (pour analyser le comportement dynamique) - montre que pour chaque commutation synchrone des cellules, les sources qui modélisent la variation des potentiels aux bornes de la charge sont presque identiques, en opposition de phase et leurs chemins de propagations sont très semblables [POPESCU-97]. Cette compensation peut cesser pour plusieurs raisons : soit par un défaut de symétrie des chemins de propagation, soit par une absence de synchronisation des commutations. Une légère "désynchronisation numérique"\* des commutations des interrupteurs dans la simulation PSPICE peut être à l'origine de la différence entre les résultats obtenus avec PSPICE et la méthode fréquentielle pour les premières raies du spectre MC. Cette évaluation différente du MC a des répercussions directes sur le spectre "global" ( $U_{RSIL\_1}$  - Figure 2) et indirectes (par l'intermédiaire du "mode commun résiduel") sur le MD (Figure 3).

\* la "désynchronisation numérique" peut avoir pour cause 1. la sur-caractérisation du système d'équations différentielles; 2. une précision globale du calcul que nous avons diminuée pour réduire les temps de simulation

L'influence de la synchronisation des commutations a été étudiée pour l'onduleur pleine onde dans [POPESCU-97] avec des simulations PSPICE et des calculs analytiques basées sur une modélisation simplifiée classique (avec des sources de MC). Nous rappelons seulement les conclusions de cette analyse.

Le calcul analytique est basé sur une décomposition de chaque commutation en deux phases : une première phase pendant laquelle le MOS est encore à l'état passant (phase 1 – Figure 8) et une deuxième où le MOS est bloqué et l'interrupteur complémentaire est déjà fermé. En restant dans le cadre d'une étude du régime dynamique, pour la première phase (Figure 9) on remplace les MOS qui s'ouvrent ( $T_2T_3$  par exemple) par des sources de tension (échelons de pente finie). Pour la deuxième phase (Figure 10) on remplace  $T_2T_3$  par des capacités (proches de  $C_{oss}$  évaluées sous forte tension) et les interrupteurs fermés ( $T_1T_4$ ) par des courts-circuits. Le calcul de cette deuxième phase est basé sur l'hypothèse que le circuit est en régime libre avec des conditions initiales non nulles.

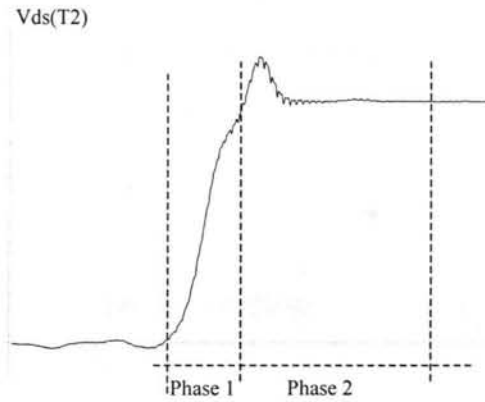


Figure 8  $V_{DS}$  à l'ouverture de  $T_2$

Par exemple, pour l'ouverture de  $T_2$  et de  $T_3$  (simultané avec la fermeture de  $T_1$  et  $T_4$ ), les circuits équivalents pour les deux phases sont :

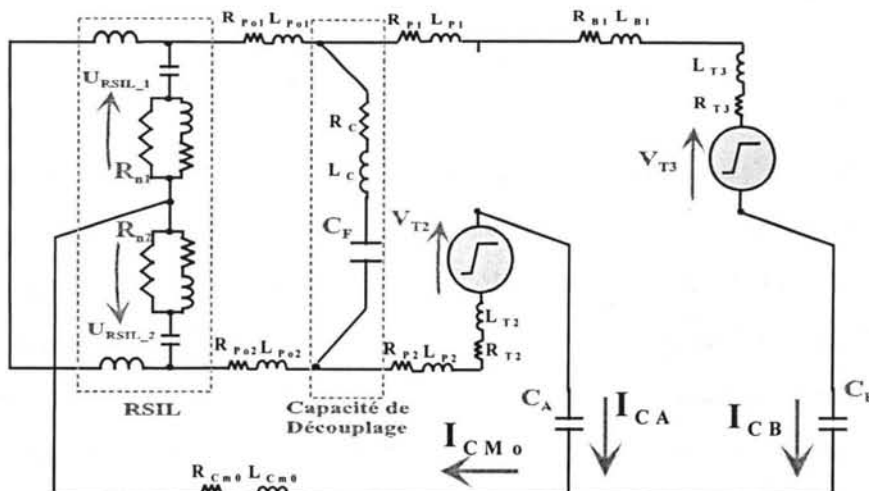


Figure 9 Circuit équivalent pour le calcul analytique de la *phase 1* - ouverture de  $T_2T_4$

## + CONDITIONS INITIALES

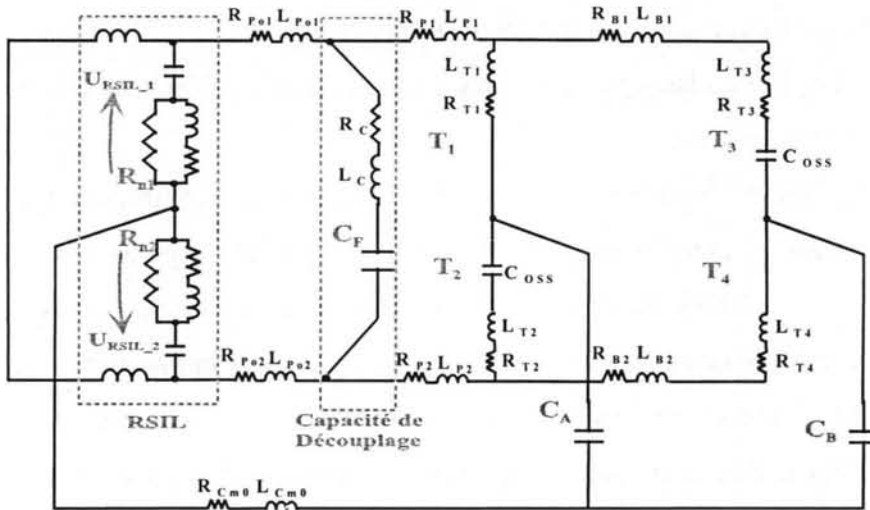


Figure 10 Circuit équivalent pour le calcul analytique de la phase 2 - ouverture de  $T_2T_4$

Un calcul analytique assez laborieux et qui nécessite une estimation supplémentaire des conditions initiales pour la deuxième phase, nous a permis d'obtenir un courant de mode commun (Figure 11) avec des amplitudes maximales de l'ordre de quelques mA ( $< 5\text{mA}$ ).

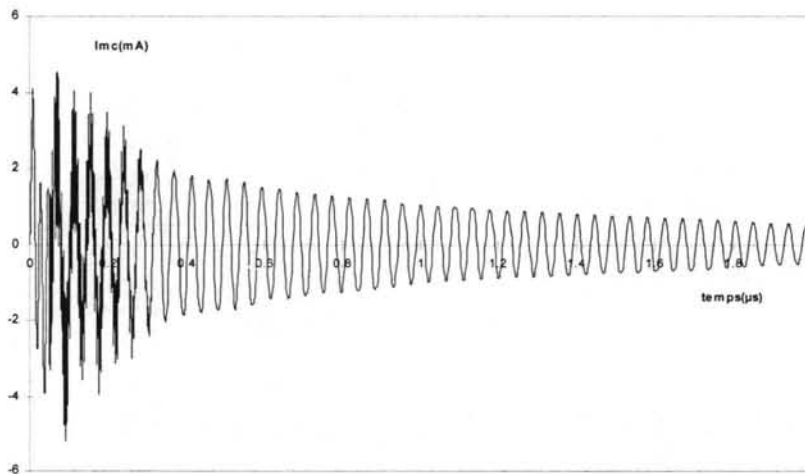


Figure 11 Calcul analytique:  $I_{CM0}(\text{mA})$

Ce résultat s'explique par une forte compensation des courants  $I_{CA}$  et  $I_{CB}$  (Figure 9). En effet, les deux courants sont produits par deux sources de tension ( $V_{T2}$ ,  $V_{T3}$ ) à priori identiques, mais opposées qui débitent sur des parties du circuit très semblables en raison d'une forte symétrie du circuit imprimé. Malheureusement si on compare le bruit calculé analytiquement (Figure 11) - ou celui obtenu par simulation PSPICE du circuit complet - avec la mesure, on constate des erreurs inacceptables, car les courants de mode commun mesurés ont un ordre de grandeur de 100-300 mA (Figure 12).

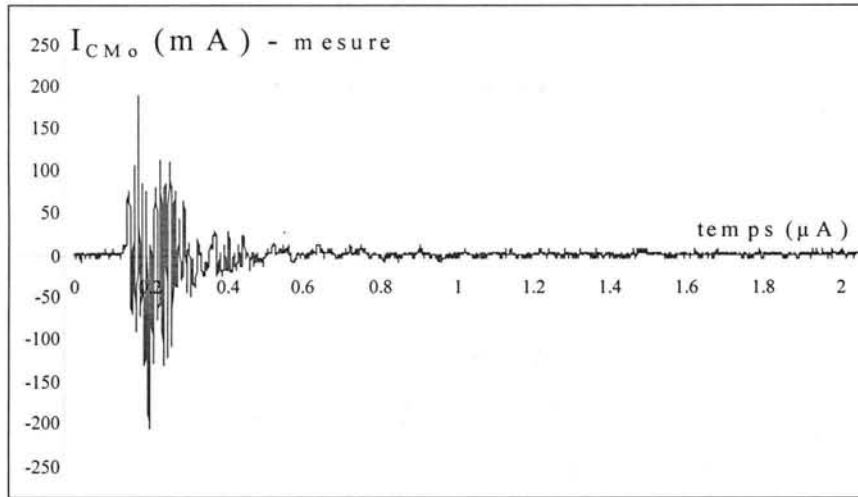


Figure 12 Résultats mesure  $I_{CM0}$ (mA)

Cette différence ne peut être expliquée que par les dissymétries des commutations des deux MOS. Pour vérifier cette assertion, on a calculé sur des schémas de type (Figure 9) le courant de mode commun pour la première phase, celle qui conditionne la deuxième et qui s'avère la plus importante en ce qui concerne les perturbations engendrées. Les calculs analytiques (validés avec des simulations PSPICE) sur plusieurs cas de commutations dissymétriques prouvent que dès qu'il y a un léger décalage ( $< 10\%$ ) temporel ( $\Delta t$ ) ou / et de la pente ( $\Delta(dv/dt)$ ) entre les deux commutations, il n'y a plus une compensation des deux courants opposés ( $I_{CA}$ ,  $I_{CB}$ ) et le courant de mode commun ( $I_{CM0}$ ) devient comparable (centaines de mA) avec la mesure (Figure 13).

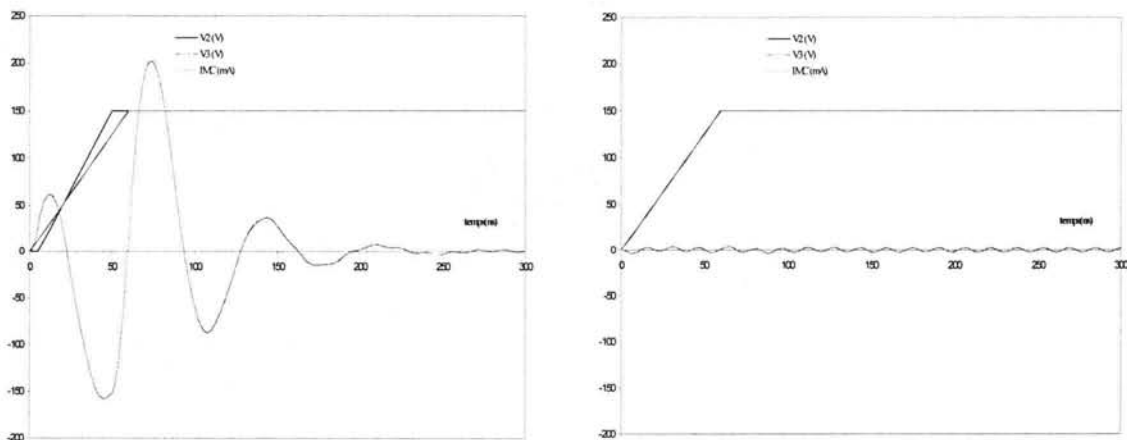
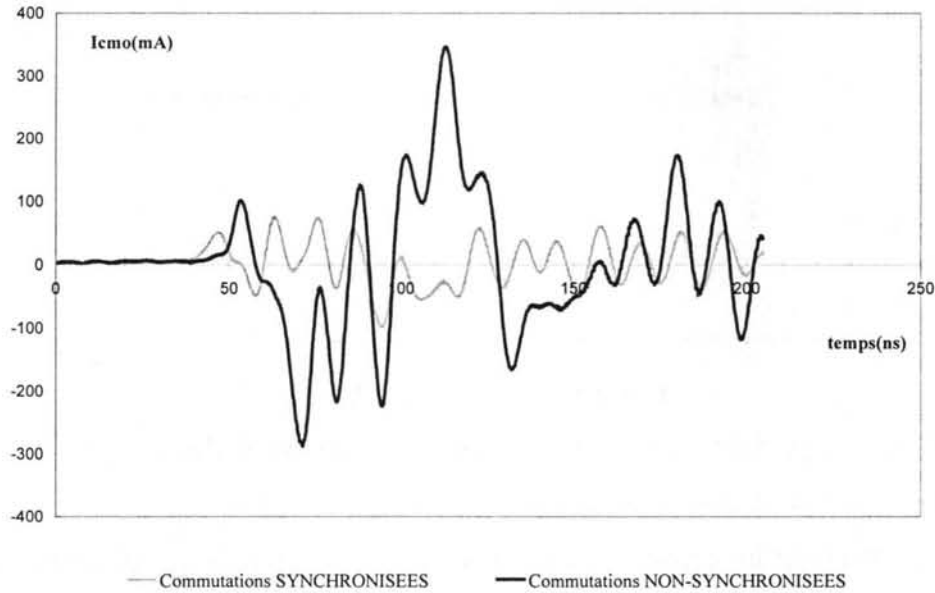


Figure 13 Calcul analytique: Influence de la synchronisation des commutations sur le courant de MC ( $I_{CM0}$ )

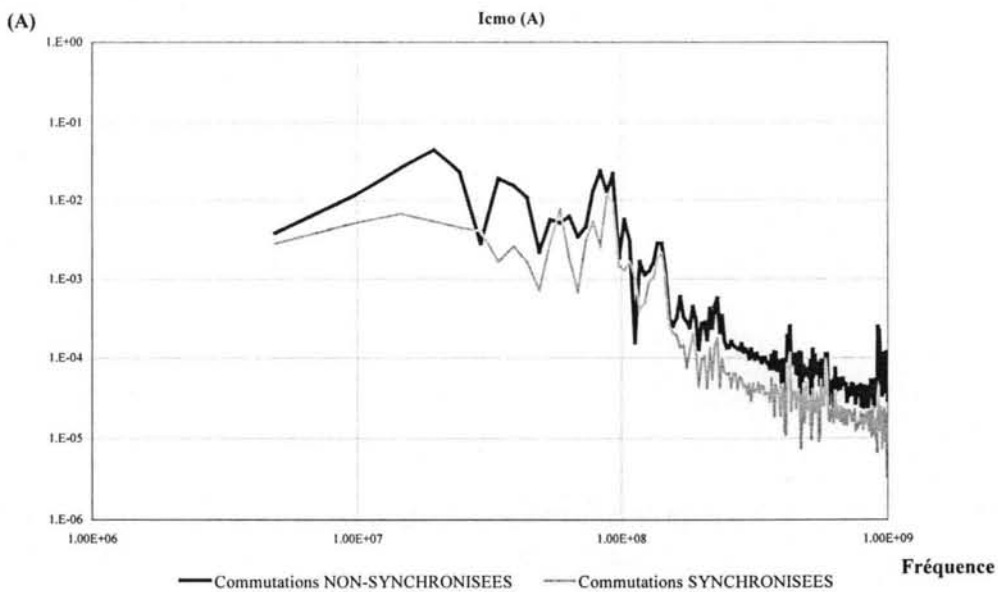
Ces remarques théoriques ont aussi été confirmées en expérimentation. Pour un onduleur monophasé en fonctionnement pleine onde, après avoir partiellement synchronisé les signaux de commande des interrupteurs - nous avons constaté sur les formes d'onde temporelles du courant de mode commun une diminution assez nette de l'amplitude du courant de mode

commun  $I_{CM0}$  - aux environs de 50%. Les résultats représentés (Figure 14) concernent des mesures du courant de mode commun pendant la commutation des MOS, le phénomène qui génère les perturbations de MC.



**Figure 14** Le courant de mode commun  $I_{CM0}$  (mesure): avant et après une synchronisation partielle des commutations

L'effet de la synchronisation partielle des commutations (avec une commande plus soignée) est visible aussi sur le spectre du courant de mode commun (FFT des signaux temporels mesurés) dans les deux cas (Figure 15).



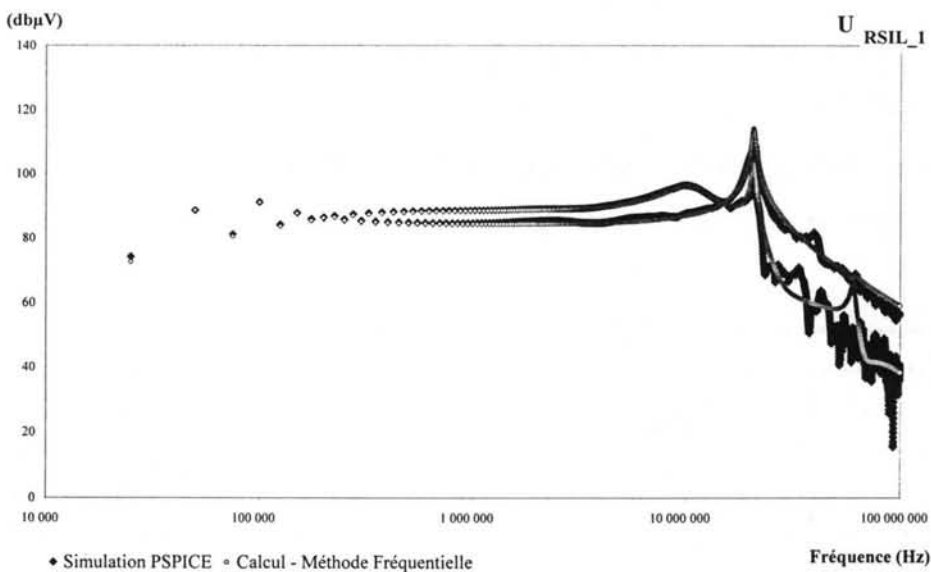
**Figure 15** Spectre du courant  $I_{CM0}$  (mesure): avant et après une synchronisation partielle des commutations

Cette synchronisation partielle ne peut pas éliminer complètement la dissymétrie des deux courants  $I_{CA}$ ,  $I_{CB}$ , car celle-ci peut être aussi engendrée par des paramètres intrinsèques différents des interrupteurs MOS ou par des asymétries du circuit électrique.

Par conséquent, pour une bonne prédiction du courant MC, l'idéal est de bien connaître l'allure des deux tensions  $V_{DS}$  à l'ouverture et le décalage temporel, ce qui est difficile sans faire des mesures sur une maquette. La conclusion est que, de toute façon, pour le MC l'analyse reste plutôt qualitative et non quantitative vu l'imprécision dans la caractérisation des pentes.

Pour revenir à la méthode fréquentielle, il est à noter qu'une analyse sur l'influence des  $dv/dt$  n'est pas possible étant donnée la nature de notre modèle d'interrupteur qui ne nous permet pas de faire varier les  $dv/dt$ ,  $di/dt$ . De plus, l'analyse d'un déphasage entre les commutations des interrupteurs engendrerait des topologies intermédiaires, ce qui surtout mettrait en cause l'estimation à priori des moments où les configurations changent. Nous nous sommes donc contentés de mettre en évidence l'influence d'une dissymétrie des chemins de propagation des interrupteurs.

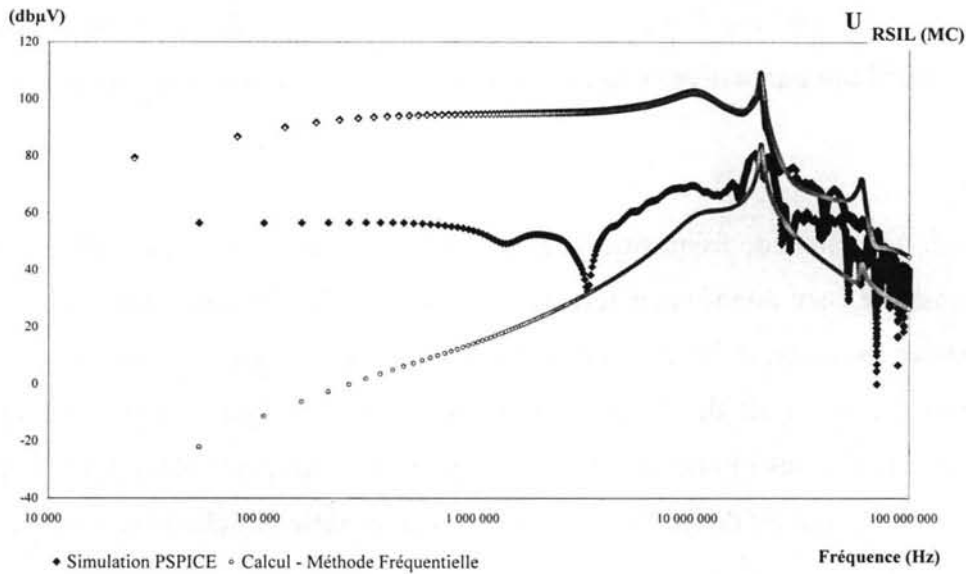
Pour retrouver un effet significatif sur le courant de MC, nous avons imposé une dissymétrie proche des interrupteurs. Nous avons agit sur les valeurs des capacités parasites  $C_A$ ,  $C_B$ . Les premiers calculs et simulations (Figure 2, Figure 3, Figure 5) ont été réalisés avec  $C_A = C_B = 110\text{pF}$ . Pour estimer la sensibilité des niveaux de perturbations conduites par rapport à la variation des capacités parasites, nous avons fait des calculs et des simulations avec  $C_A = 110\text{pF}$ ,  $C_B = 180\text{pF}$ .



**Figure 16** Spectre  $U_{RSIL\_1}$  (onduleur monophasé pleine onde): Simulation (P Spice) et Calcul (Méthode Fréquentielle) pour des chemins asymétriques ( $C_A \neq C_B$ )



En examinant les résultats pour  $U_{RSIL\_1}$  (Figure 16) nous découvrons une forte similitude entre le spectre calculé avec la méthode fréquentielle et celui obtenu avec une simulation PSPICE. Nous remarquons (Figure 16 par rapport à Figure 2) aussi une hausse du spectre global (d'environ 4dB entre 300kHz et 13MHz) due surtout à l'augmentation significative du spectre MC (Figure 17 par rapport au cas  $C_A=C_B$  - Figure 5).



**Figure 17** Spectre MC (onduleur monophasé pleine onde): Simulation (Pspice) et Calcul (Méthode Fréquentielle) pour des chemins asymétriques ( $C_A \neq C_B$ )

Le fait que ce phénomène soit dû à la disparition de la compensation entre  $I_{CA}$  et  $I_{CB}$  est plus évident lorsqu'on compare les cartes "amplitude" (Figure 6, Figure 18) et "phase" (Figure 7 et Figure 19).

Il est à noter que les deux courants  $I_{CA}$ ,  $I_{CB}$  sont toujours en opposition de phase (Figure 19), mais cette fois les amplitudes sont différentes (Figure 18). Cela est cohérent, car nous avons agit principalement sur les "chemins de propagation" sans modifier d'une manière directe les "sources de perturbations" (ce qui serait le cas pour des commutations déphasées).

Ces constats sont confirmés par les valeurs numériques (Tableau 2). En effet,  $\varphi_{ICA} - \varphi_{ICB} \approx 180^\circ$  et  $|I_{CMo}| \approx |I_{CA}| - |I_{CB}|$ .

|           | $ I $ (dBµA) | $ I $ (µA) | $\varphi$ (deg) |
|-----------|--------------|------------|-----------------|
| $I_{Po1}$ | 54.28        | 517.61     | 1.09            |
| $I_{Po2}$ | 54.28        | 517.61     | 1.10            |
| $I_{P1}$  | 54.27        | 517.01     | 1.09            |
| $I_{P2}$  | 54.29        | 518.20     | 1.10            |
| $I_{CA}$  | 68.5         | 2661       | 1.11            |
| $I_{CB}$  | 64.2         | 1622       | -178.8          |
| $I_{CMo}$ | 60.28        | 1033       | 1.09            |

**Tableau 2** Valeurs numériques ( $C_A \neq C_B$ ) pour  $f = 25kHz$

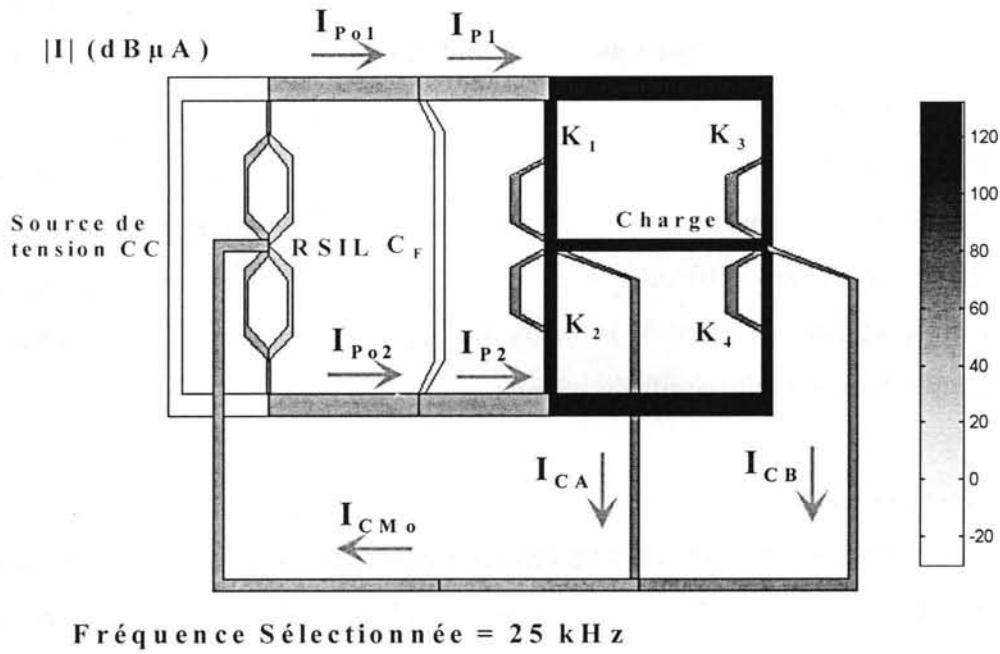


Figure 18 Onduleur pleine onde ( $C_A \neq C_B$ ): La carte "amplitude" des courants pour  $f = 25\text{kHz}$

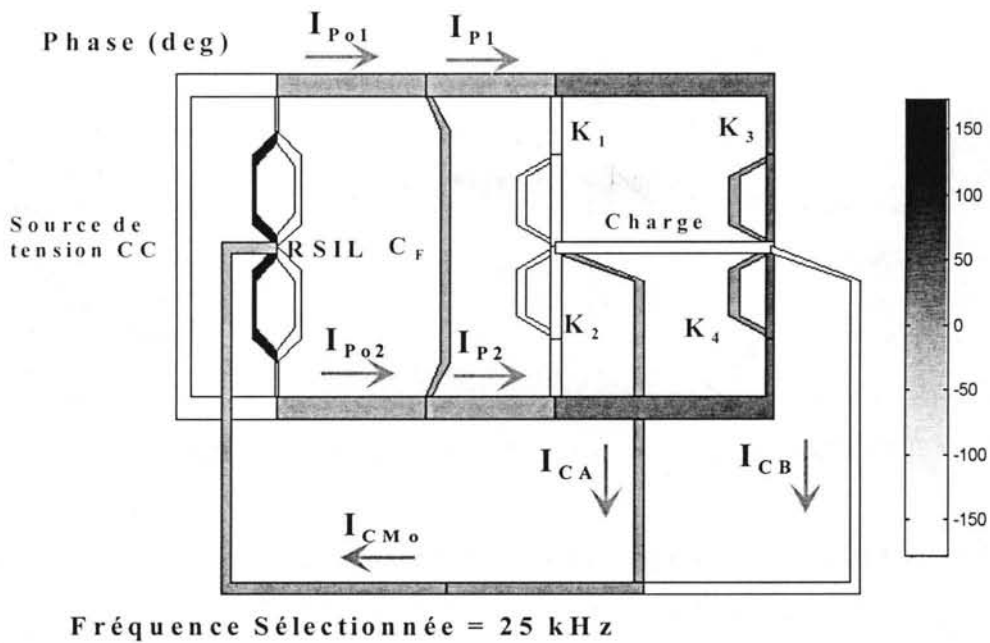


Figure 19 Onduleur pleine onde ( $C_A \neq C_B$ ): La carte "phase" des courants pour  $f = 25\text{kHz}$

Nous observons aussi que la composante MC est beaucoup plus importante que celle de MD (qui est bien filtrée par le condensateur  $C_F$  à cette fréquence). En effet, le bruit a une nature MC, car pour les deux conducteurs de puissance :

$$|I_{Po1}| \approx |I_{Po2}| \approx |I_{P1}| \approx |I_{P2}| \approx |I_{CMo}|/2 \text{ et}$$

$$\varphi_{I_{Po1}} \approx \varphi_{I_{Po2}} \approx \varphi_{I_{P1}} \approx \varphi_{I_{P2}} \approx \varphi_{I_{CMo}}$$

Concernant les temps de calcul, nous restons dans les mêmes ordres de grandeur que pour le hacheur série: le régime permanent et le spectre d'une variable en quelques secondes avec la méthode fréquentielle et plusieurs minutes en simulation PSPICE.

Il est tout aussi vrai que cet exemple révèle les limitations de la méthode quand les niveaux des perturbations sont trop dépendants des phénomènes liés à la commutation. Dans des cas semblables à celui-ci (où même avec des simulations type PSPICE avec des modèles complexes, nous aurons des difficultés à quantifier les perturbations avant de réaliser un prototype et faire certaines mesures), la méthode fréquentielle reste un outil rapide pour étudier l'influence des éléments passifs du schéma.

### III.2.2. Onduleur monophasé MLI

L'étude de l'onduleur monophasé de tension en fonctionnement MLI avec la méthode fréquentielle suit les mêmes étapes que pour l'onduleur pleine onde. L'analyse du fonctionnement fournit les configurations possibles et leur enchaînement. Dans ce paragraphe, nous présentons seulement quelques aspects de la prédiction des perturbations conduites pour une commande *MLI bipolaire*.

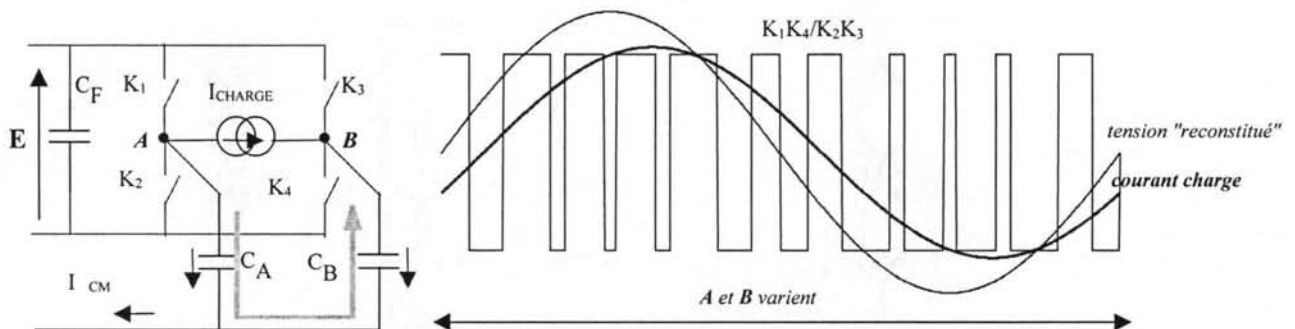


Figure 20 Onduleur de tension monophasé: Principes du fonctionnement MLI bipolaire

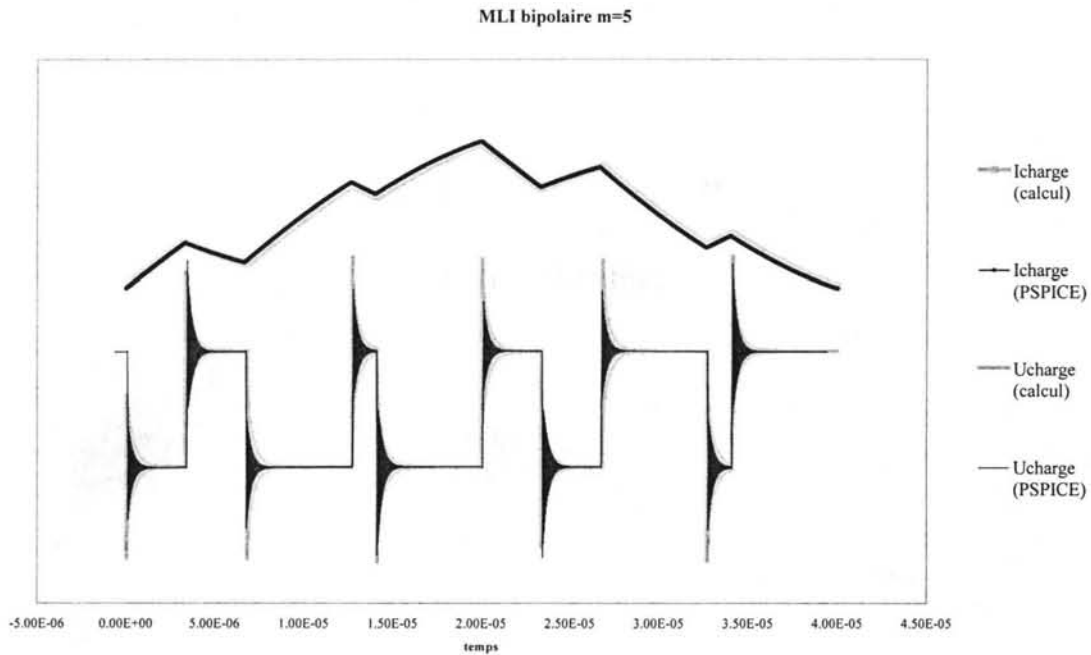
Nous constatons que pour une MLI bipolaire il y a seulement deux topologies ( $K_1K_4$  ouverts /  $K_2K_3$  fermés ;  $K_1K_4$  fermés /  $K_2K_3$  ouverts) qui se succèdent conformément à la loi de commande utilisée. Dans ce cas il s'agit de changements de topologie qui font varier en même temps et en opposition les potentiels des points *A* et *B* (Figure 20). Cette observation laisse présager une compensation des courants dans les capacités parasites  $C_A$ ,  $C_B$  pour des chemins de propagation symétriques.

Par rapport au fonctionnement "pleine onde", la mise en équation et la même pour la MLI bipolaire, vu qu'il s'agit des mêmes topologies.

Le calcul du régime permanent (Eq.II.10) et du spectre (Eq.II.11, Eq.II.12) tient maintenant compte du fait que pour une période ( $T_0$ ) du fondamentale ( $f_0$ ) et une fréquence de découpage

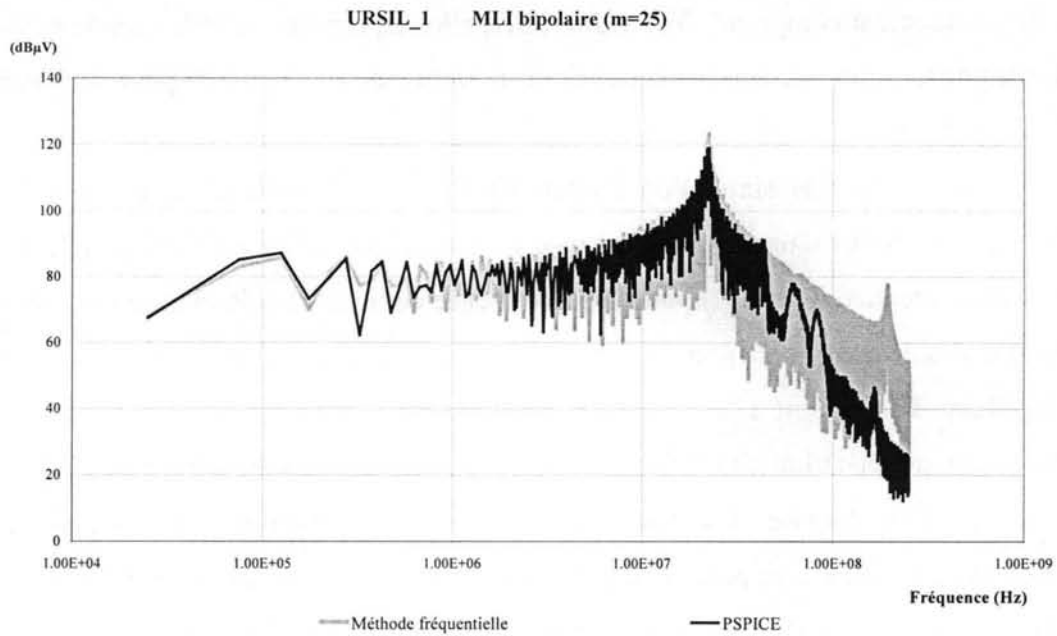
( $f_{SW}$ ), l'enchaînement comprend  $N_{SW} = 2m$  intervalles de durées variables conformément à la loi de commande imposée (où  $m = f_{SW}/f_0$  - est l'indice de modulation) pour seulement deux topologies différentes.

La comparaison entre la simulation temporelle PSPICE (schéma avec des modèles MOS IRF740) et les formes d'onde calculées avec le formalisme d'état (schéma simplifié qui sert pour le calcul fréquentiel direct) pour la tension et le courant dans la charge résonante (Figure 21) montre le fait que notre modélisation reproduit bien le fonctionnement de l'onduleur en MLI bipolaire. Par rapport à la simulation PSPICE, nous avons remarqué encore une fois le fait que notre modélisation simplifiée des éléments interrupteurs introduit des gradients  $dv/dt$  plus élevés, tout comme des amortissements moins importants. Par conséquent, les perturbations calculées avec notre démarche vont être surestimées en général par rapport aux valeurs obtenues en simulation sur des modèles plus complexes d'interrupteurs ou par rapport aux valeurs mesurées.

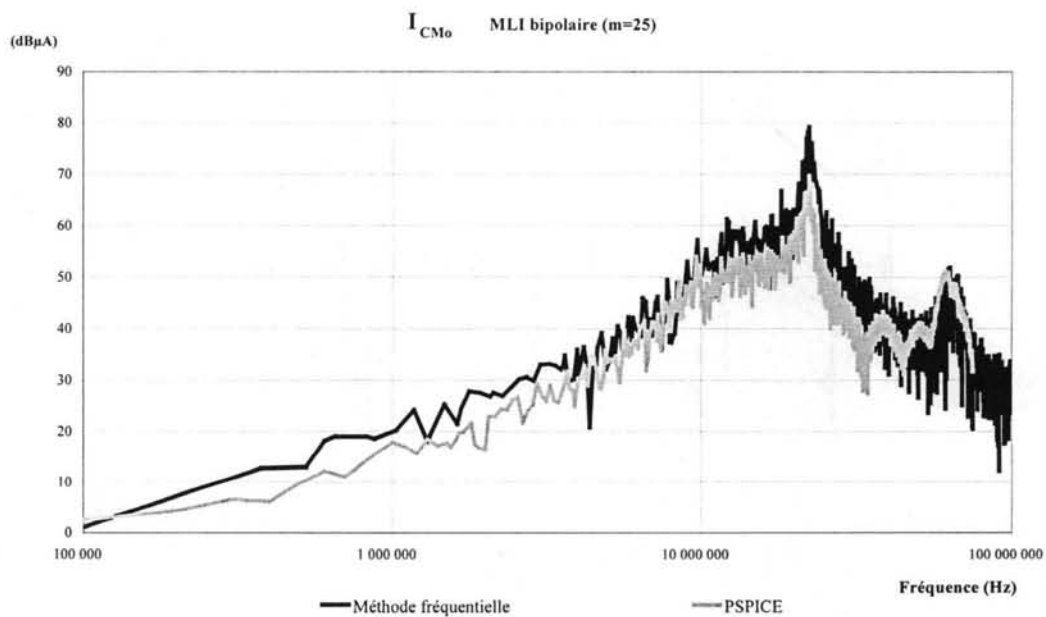


**Figure 21** Onduleur MLI bipolaire ( $m=5$ ): Courant et Tension aux bornes de la Charge (simulation PSPICE - modèle complexe de MOS / calcul formalisme d'état - modèle simplifié d'interrupteur)

Pour un fonctionnement avec une fréquence fondamentale  $f_0 = 25kHz$  et une modulation  $m = 25$ , le spectre de la tension dans le bras supérieur du RSIL ( $U_{RSIL_1}$ ) calculé directement dans le domaine fréquentiel avec la technique proposée est comparé avec le résultat d'une simulation PSPICE sur un schéma avec des modèles MOS IRF740 pour interrupteurs (Figure 22).



**Figure 22** Spectre  $U_{RSIL\_1}$  (Onduleur monophasé MLI bipolaire  $m = 25$ ): Simulation (PSPICE) et Calcul (Méthode Fréquentielle)

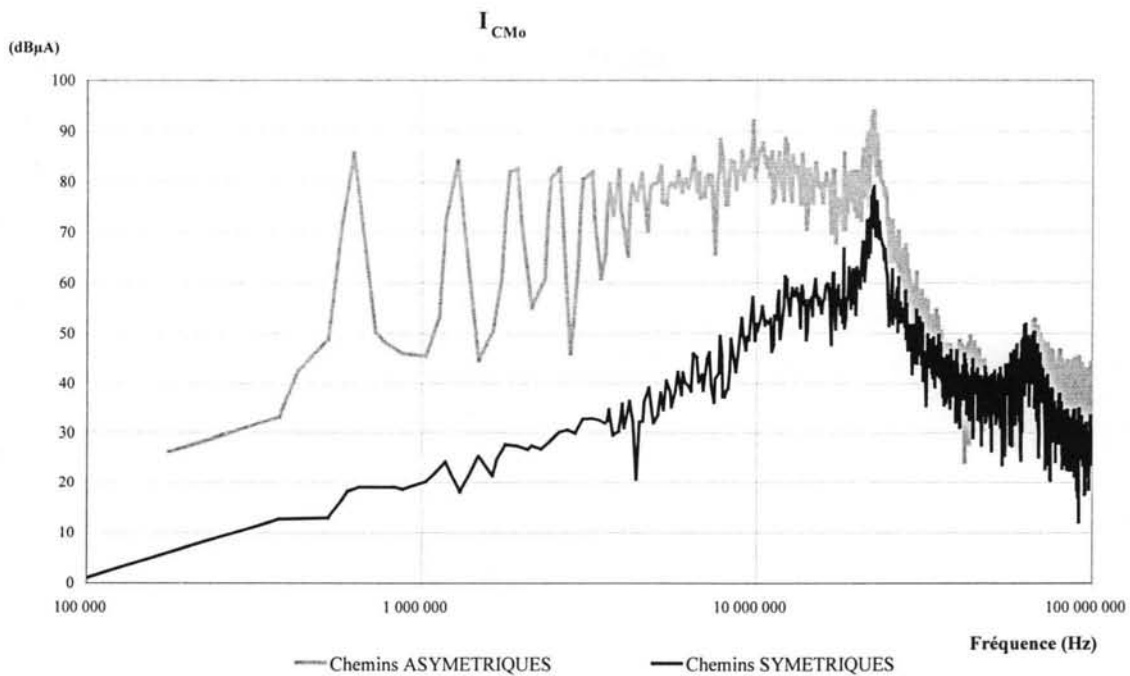


**Figure 23** Spectre  $I_{CM0}$  (Onduleur monophasé MLI bipolaire  $m = 25$ ): Simulation (PSPICE) et Calcul (Méthode Fréquentielle)

Une fois de plus, nous constatons que l'enveloppe spectrale calculée avec la méthode fréquentielle, que ce soit pour la tension aux bornes d'un bras de mesure du RSIL (Figure 22) ou pour le courant dans le retour de MC  $I_{CM0}$  (Figure 23), est une bonne approximation pour les spectres issus de la simulation PSPICE, dans la gamme de fréquence intéressante pour l'analyse des perturbations CEM conduites.

Evidemment nous pouvons envisager une analyse de la sensibilité des perturbations CEM conduites (de mode commun -  $U_{RSIL(MD)}$ , de mode différentiel -  $U_{RSIL(MC)}$  ou globales -  $U_{RSIL_1} / U_{RSIL_2}$ ), par rapport à n'importe quel élément du schéma. Par exemple, nous avons vérifié le fait que pour une commande bipolaire, il y a bien un phénomène de compensation entre les courants qui passent par les capacités parasites  $C_A$ ,  $C_B$ , tant que les commutations des interrupteurs restent synchrones et les chemins symétriques. Pour valider cette remarque phénoménologique, nous avons calculé et tracé le spectre du courant  $I_{CMo}$  pour  $C_A = C_B = 110pF$  et  $C_A = 110pF$ ,  $C_B = 180pF$  (Figure 24). Tout comme pour l'onduleur "pleine onde", nous observons une très forte augmentation du spectre de MC (jusqu'à 20MHz), dès que les chemins ne sont plus symétriques.

Pour ce type de phénomène, en réalité, les chemins ne sont pas identiques, tout comme les commutations ne seront jamais parfaitement synchrones. Néanmoins, des mesures peuvent être prises pour réaliser un schéma électrique symétrique (dans les limites imposées par le cahier des charges et les critères fonctionnels), d'utiliser une commande soignée et des interrupteurs du même type, afin d'assurer une meilleure synchronisation des commutations et - par conséquent - de réduire d'une manière significative le niveau des perturbations de MC.



**Figure 24** Spectre  $I_{CMo}$  (MLI bipolaire  $m = 25$ ): Calcul (Méthode Fréquentielle) pour des chemins symétriques ( $C_A = C_B$ ) et asymétriques ( $C_A \neq C_B$ )

Il faut noter qu'un tel phénomène de compensation, même partiel, ne peut pas être mis en évidence dans le cas d'une MLI unipolaire où la loi de commande fait qu'un seul des potentiels  $A / B$  varie à la fois.

Concernant les efforts de calcul, il est vrai que pour des rapports élevés ( $m = f_{\text{découpage}} / f_0 > 1000$ ) et des systèmes relativement complexes, la gestion numérique des données peut engendrer des difficultés et des temps de calculs comparables avec ceux constatés dans les méthodes classiques. Toutefois, même si le temps requis pour l'évaluation de la totalité du spectre devient proche de celui d'une simulation temporelle suivie de FFT, la méthode fréquentielle garde un net avantage quand il s'agit d'évaluer une raie particulière ou une plage réduite de fréquence, car la méthode classique demandera le même effort, au moins pour la simulation temporelle. Il faut aussi noter, même dans ces cas où le calcul du spectre devient plus laborieux, notre modélisation simplifiée et le calcul conséquent basé sur le formalisme d'état permettent des estimations très rapides du régime permanent. Pour conclure, nous avons constaté que pour des systèmes décrits par l'intermédiaire de moins de 50 variables d'état indépendantes et un fonctionnement MLI avec des modulations  $m < 500$ , l'évaluation du spectre avec la méthode fréquentielle proposée reste beaucoup plus intéressante que le calcul simulation temporelle/FFT, en ce qui concerne les temps de calcul et le volume des données à manipuler.

## III.3. CONVERTISSEUR AVEC UNE ENTREE SINUSOÏDALE

Pour valider les calculs analytiques (Annexe A.1.) et examiner s'il y a des difficultés particulières pour une entrée sinusoïdale, nous avons appliqué notre méthode fréquentielle basée sur le formalisme d'état dans le cas d'une structure redresseur de courant à prélèvement sinusoïdal (Figure 25).

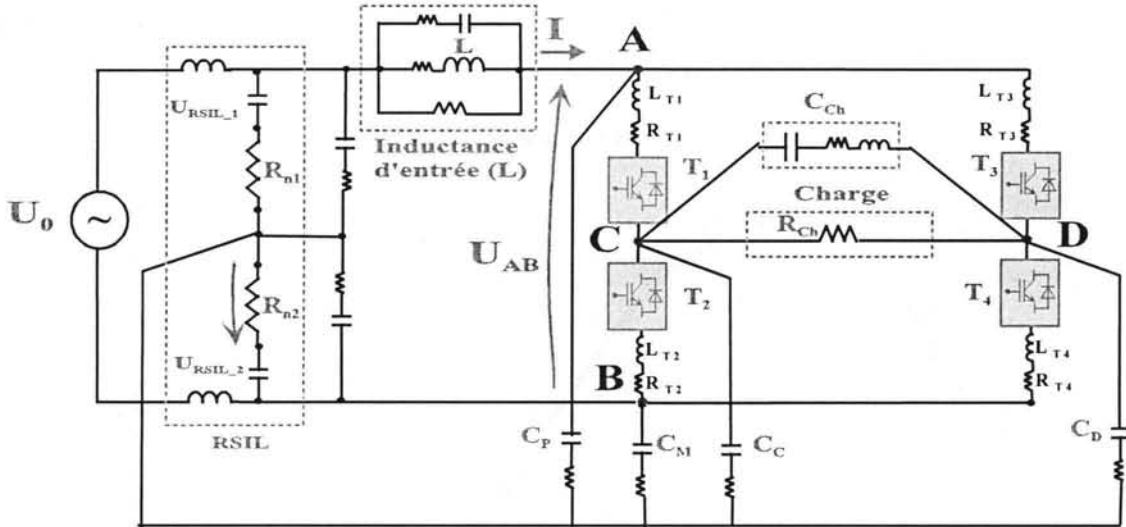


Figure 25 Schéma - redresseur à prélèvement sinusoïdal

Le but d'une telle structure étant de présenter un comportement résistif vis-à-vis du réseau (ce qui est équivalent à imposer des courants d'entrée quasi - sinusoïdaux), un choix judicieux de la loi de commande est nécessaire, tout comme la présence d'un filtre pour assurer des courants très proches d'une sinusoïde [MOHAN-95]. Pour ce montage, le principe est de réaliser une commande MLI de telle manière, que le déphasage ( $\varphi_0$ ) entre la tension sinusoïdale d'entrée ( $U_0$ ) et la tension "reconstituée"  $U_{AB}$  soit rigoureusement celui qui assure un courant d'entrée ( $I$ ) en phase avec  $U_0$  (Figure 26).

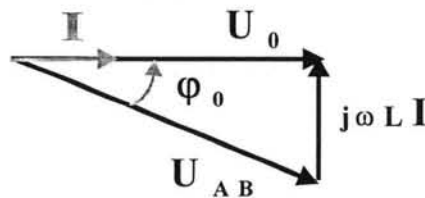


Figure 26 Principe du prélèvement sinusoïdal

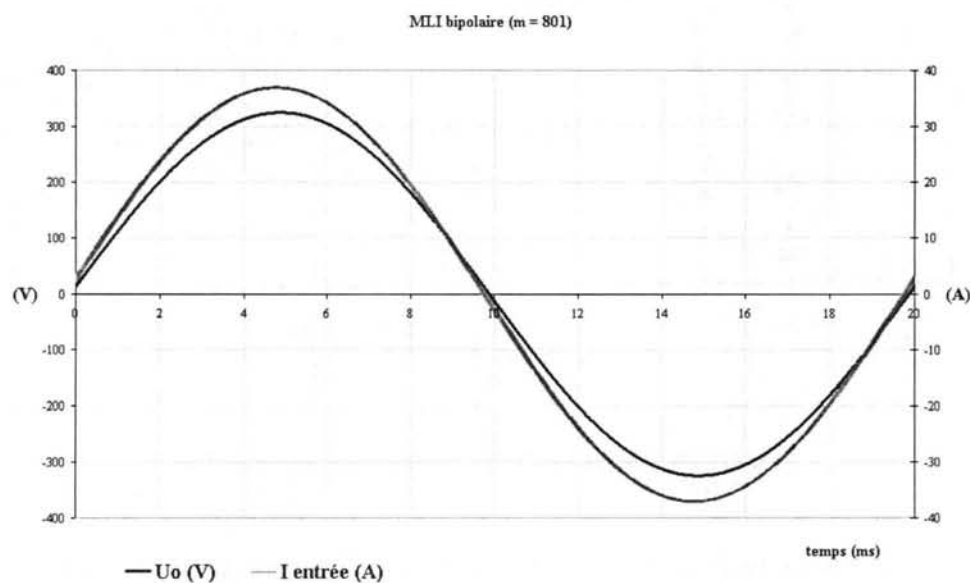
Les résultats obtenus dans le domaine temporel prouvent que le fonctionnement de ce convertisseur avec une entrée sinusoïdale est parfaitement reconstitué avec notre technique.

Les formes d'onde temporelles représentées (Figure 27) correspondent au mode de fonctionnement caractérisé par :

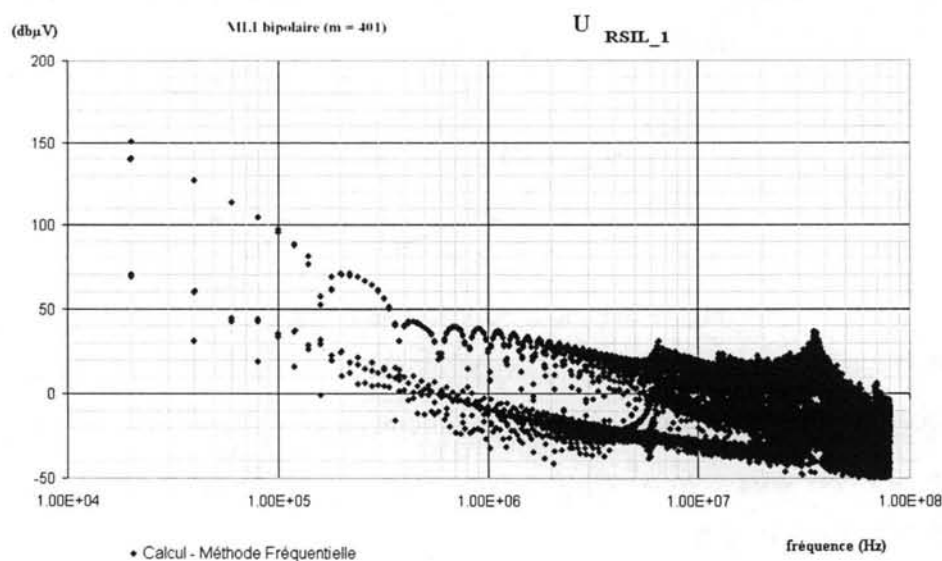
$U_0 = 325\text{V}$  ( $f_0 = 50\text{Hz}$ ) ; MLI bipolaire avec  $m = f_{\text{découpage}}/f_0 = 801$ ,  $f_{\text{découpage}} = 40.05\text{kHz}$ ; déphasage  $\varphi_0 = 2.25^\circ$  et une sortie  $U_{\text{charge}} \approx 385\text{V}$ .



Le calcul très rapide du régime permanent nous a permis de constater le fait que le bon fonctionnement du convertisseur (c'est à dire un réel prélèvement sinusoïdal) est très sensible par rapport à la valeur du déphasage ( $\varphi_0$ ). Cet aspect spécifique de ce convertisseur aurait été pratiquement impossible à retrouver et à régler (en déterminant la valeur correcte du déphasage) avec une simulation temporelle, car vu l'ordre élevé de la modulation MLI, nous sommes obligés de réduire la simulation à une seule période BF au maximum.



**Figure 27** Redresseur à prélèvement sinusoïdal (MLI bipolaire m=801): La tension ( $U_0$ ) et le courant ( $I$ ) d'entrée. Un exemple de spectre calculé avec notre méthode fréquentielle est représenté dans (Figure 28) pour la tension sur le bras supérieur de mesure du RSIL (MLI bipolaire  $m = f_{\text{découpage}}/f_0 = 20.5\text{kHz}/50\text{Hz} = 401$ ).



**Figure 28** Spectre  $U_{RSIL\_1}$  (Méthode Fréquentielle): Redresseur à prélèvement sinusoïdal (MLI bipolaire m=401)

En ce qui concerne l'effort de calcul, le fait que l'entrée soit sinusoïdale ne pose pas de problèmes particuliers. Par contre, nous avons rencontré les mêmes difficultés et limitations liées au mode de fonctionnement MLI (celles mentionnées dans le paragraphe III.2.2 qui concerne l'onduleur MLI).

Pour ce qui est de la problématique CEM, il faut signaler que l'étude des courants dans les capacités parasites vers le plan de masse ( $C_P$ ,  $C_M$ ) montre qu'il n'y a pas de recyclage des courants de MC à cause des chemins de propagation asymétriques. Le fait que les chemins de propagation ne soient pas symétriques vient de l'inductance d'entrée située sur le bras supérieur du convertisseur ( $L$  - Figure 25). Pour une commande bipolaire, une solution qui assure (dans le cadre d'une analyse théorique) des chemins symétriques et un recyclage presque parfait du MC est de partager l'inductance d'entrée sur les deux conducteurs du circuit de puissance. Nous n'avons pas poursuivi l'étude de cet aspect CEM, car une analyse plus approfondie de l'impact de la stratégie de commande et de la topologie sur les niveaux des perturbations conduites pour ce convertisseur faisait l'objet d'autres travaux menés au sein de la même équipe (Electronique de puissance - LEG). Ces travaux ont confirmé l'importance de la symétrie des chemins de propagation (dans le cas d'une commande bipolaire) afin de retrouver un recyclage des perturbations de mode commun [CREBIER-99].

## III.4. CONVERTISSEUR EN COMMUTATION NATURELLE - FLYBACK RESONANT

Les considérations préliminaires développées dans le deuxième chapitre nous ont conduits à penser que la technique fréquentielle proposée ne serait pas appropriée pour étudier les convertisseurs en commutation naturelle. Ceci dit, une analyse des convertisseurs de ce type n'est pas impossible, à condition de connaître l'enchaînement des configurations et de disposer d'une approximation initiale, même médiocre, des moments de commutation. Dans ce cas, pour un fonctionnement avec des commutations naturelles relativement éloignées sur une période, nous pouvons envisager un calcul précis (à l'aide d'un algorithme d'optimisation) des moments où la configuration du convertisseur change à la suite d'une commutation. En raison du fait qu'une commutation naturelle implique une valeur (nulle) pour une certaine variable à un certain moment, il est évident que déterminer les moments des commutations naturelles revient à connaître le régime permanent.

Il faut noter que, par rapport aux précédents exemples présentés dans ce chapitre, en plus de traiter la problématique des commutations naturelles, l'étude du flyback résonant met l'accent sur les aspects CEM plutôt que sur la validation de la méthode.

## III.4.1. Flyback résonant - structure, fonctionnement théorique

L'application étudiée est une alimentation flyback à thyristor - dual résonant fonctionnant à haute fréquence ( $f_0$  autour de 1MHz) et avec une puissance de 60W. Le montage (Figure 29) fonctionne donc en mode ZVS [LEE-89]. Pour simplifier l'étude théorique de ce convertisseur commandé en fréquence, il est nécessaire de considérer certaines grandeurs comme constantes, comme la tension de sortie ( $V_2$ ) et le courant ( $I_M$ ) dans l'inductance magnétisante du transformateur [SCHELLMANN-96], [SCHUTZ-99].

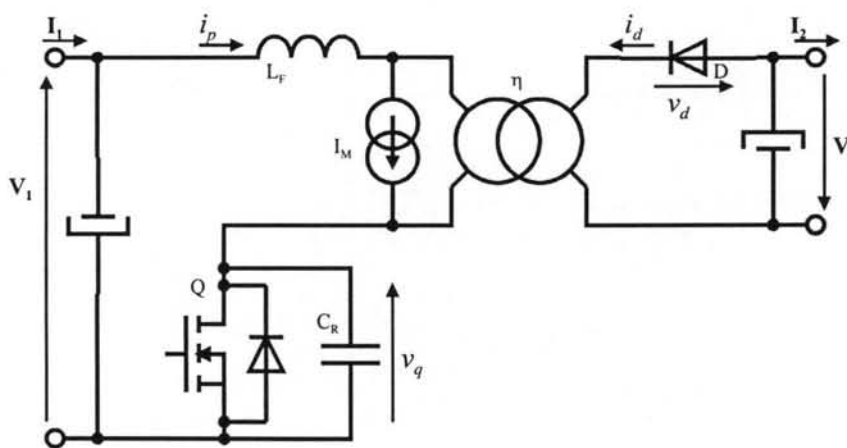


Figure 29 Schéma simplifié: Flyback résonant en ZVS

L'étude théorique du fonctionnement est réalisée à l'aide de variables réduites pour le courant et la tension de sortie :

$$x = \frac{\eta \cdot I_2}{V_1} \cdot \sqrt{\frac{L_F}{C_R}}; \quad y = \frac{V_2}{\eta \cdot V_1} \quad (\text{Eq.III.1}).$$

Il y a quatre phases de fonctionnement que nous allons détailler en commençant par l'état initial du convertisseur.

#### Etat initial :

L'interrupteur ( $Q$ ) est fermé et la diode ( $D$ ) est bloquée :

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

Une des hypothèses simplificatrices étant  $I_M = \text{constant}$ , le courant de magnétisation peut être calculé avec :  $I_M = I_1 + \eta \cdot I_2$ . En utilisant les variables réduites (Eq.III.1), et le fait que

$$I_1 = P/V_1 = (V_2 \cdot I_2)/V_1 \Rightarrow I_M = V_1 \cdot (y+1) \cdot x \cdot \sqrt{C_R/L_F}.$$

#### Phase 1 :

Cette phase débute avec l'ouverture commandée de l'interrupteur ( $Q$ ). Au cours de cette phase, la diode ( $D$ ) reste bloquée. Pendant la phase 1 (Figure 30), le condensateur de résonance ( $C_R$ ) se charge sous courant constant ( $I_M$  supposé constant).

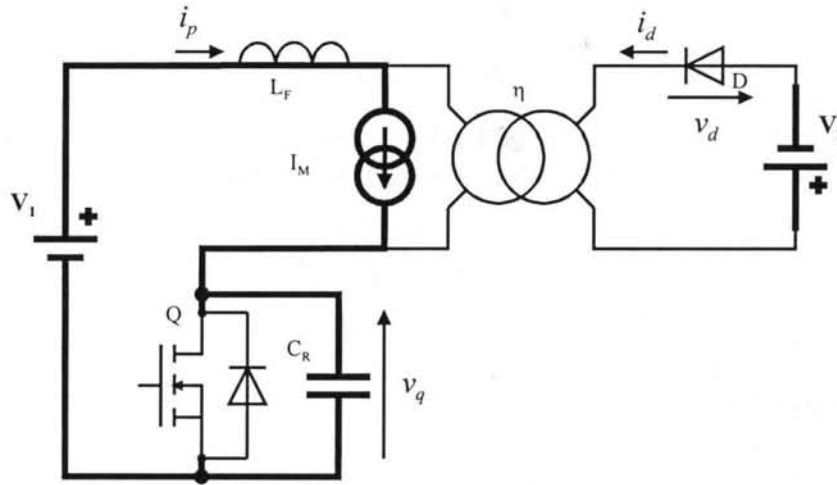


Figure 30 Flyback résonant (ZVS) - Fonctionnement théorique: **Phase 1**

Il nous faut donc résoudre :

$$v_q(t) = \frac{1}{C_R} \cdot \int i_q(t) dt \quad \text{avec } v_q(0) = 0 \quad \text{et } i_q(t) = I_M = \text{constant}.$$

Nous obtenons alors :

$$i_p(t) = I_M = V_1 \cdot (y+1) \cdot x \cdot \sqrt{C_R/L_F}; \quad v_q(t) = V_1 \cdot (y+1) \cdot x \cdot \omega t \quad \text{où } \omega = 1/\sqrt{L_F \cdot C_R} \quad (\text{Eq.III.2})$$

$$i_d(t) = 0; \quad v_d(t) = \eta \cdot V_1 \cdot (y+1) \cdot (x \cdot \omega \cdot t - 1).$$

Le moment où la diode devient conductrice est déterminé par :

$$v_d(t_1) = 0 \Rightarrow t_1 = \frac{1}{\omega \cdot x} . \quad (\text{Eq.III.3})$$

### Phase 2 :

Une fois la diode ( $D$ ) devenue passante ( $Q$  étant resté ouvert), la charge impose aux bornes du secondaire une tension constante (Figure 31). Par conséquent, la tension aux bornes de l'inductance magnétisante ( $L_M$ ) est constante et un phénomène de résonance apparaît impliquant l'inductance de fuite ( $L_F$ ) et le condensateur de résonance ( $C_R$ ).

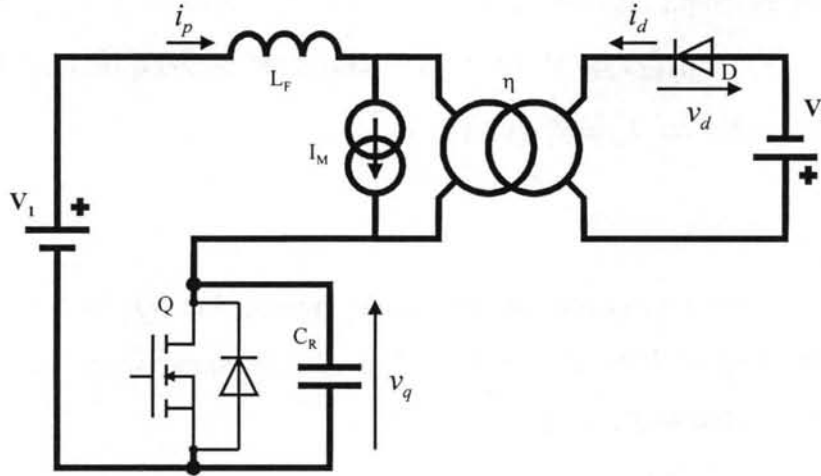


Figure 31 Flyback résonant (ZVS) - Fonctionnement théorique: Phase 2

Les équations qui décrivent le fonctionnement durant cette phase sont :

$$V_1 - v_q(t) - L_F \cdot \frac{d i_p(t)}{dt} + \frac{V_2}{\eta} = 0 ; i_p(t) = C_R \cdot \frac{d v_q(t)}{dt} \text{ avec}$$

$$i_p(0) = I_M = V_1 \cdot (y+1) \cdot x \cdot \sqrt{C_R / L_F} ; v_q(0) = V_1 \cdot (y+1)$$

Résoudre ce système d'équations conduit à :

$$i_p(t) = V_1 \cdot (y+1) \cdot x \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_F}} \cdot \cos(\omega \cdot t) ; v_q(t) = V_1 \cdot (y+1) \cdot (1 + x \sin(\omega \cdot t)) ;$$

$$i_d(t) = V_1 \cdot (y+1) \cdot x \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_F}} \cdot \frac{1 - \cos(\omega \cdot t)}{\eta} ; v_d(t) = 0 . \quad (\text{Eq.III.4})$$

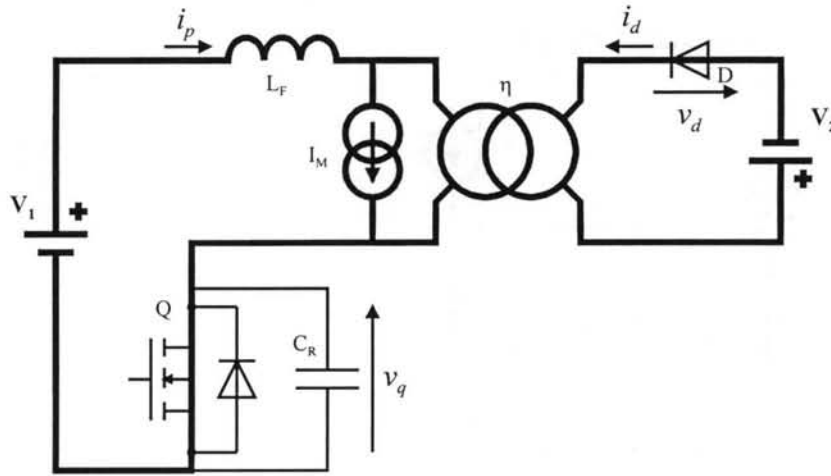
Le passage à la phase suivante est imposé par la fermeture en mode ZVS de l'interrupteur  $Q$ , quand la tension à ses bornes s'annule :

$$v_q(t_2) = 0 \Rightarrow t_2 = \frac{1}{\omega} \cdot \left( \pi + \arcsin\left(\frac{1}{x}\right) \right) \quad (\text{Eq.III.5})$$

Il est donc évident que le fonctionnement est possible seulement pour des valeurs de  $x > 1$ .

Phase 3 :

L'interrupteur  $Q$  et la diode  $D$  sont fermés et le condensateur de résonance  $C_R$  est court-circuité par  $Q$  (Figure 32). La tension aux bornes de l'inductance de fuite ( $L_F$ ) est constante ce qui va engendrer une évolution linéaire du courant  $i_p$ .



**Figure 32** Flyback résonant (ZVS) - Fonctionnement théorique: **Phase 3**

A partir des équations :

$$V_1 - L_F \cdot \frac{d i_p(t)}{dt} + \frac{V_2}{\eta} = 0 ; i_p(t) = \frac{1}{L_F} \cdot \int \left( V_1 + \frac{V_2}{\eta} \right) dt \text{ avec}$$

$$i_p^{phase3}(0) = i_p^{phase2}(t_2) = V_1 \cdot (y+1) \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_F}} \cdot (-\sqrt{x^2 - 1})$$

nous retrouvons :

$$i_p(t) = V_1 \cdot (y+1) \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_F}} \cdot (\omega \cdot t - \sqrt{x^2 - 1}); v_q(t) = 0;$$

$$i_d(t) = V_1 \cdot (y+1) \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_F}} \cdot \frac{x - \omega \cdot t + \sqrt{x^2 - 1}}{\eta}; v_d(t) = 0 .$$
(Eq.III.6)

Cette phase se termine quand le courant dans la diode  $D$  s'annule :

$$i_d(t_3) = 0 \Rightarrow t_3 = \frac{1}{\omega} \cdot (x + \sqrt{x^2 - 1}).$$
(Eq.III.7)

Phase 4 :

Une fois la diode  $D$  bloquée et l'interrupteur  $Q$  fermé, le convertisseur se retrouve dans la configuration initiale (Figure 33) :

$$i_p(t) = V_1 \cdot (y+1) \cdot \sqrt{\frac{C_R}{L_F}} \cdot x; v_q(t) = 0;$$

$$i_d(t) = 0; v_d(t) = -\eta \cdot V_1 \cdot (y+1) .$$
(Eq.III.8)

et la commande d'ouverture de l'interrupteur entame un nouveau cycle. Pour une période de fonctionnement ( $T_0 = 1/f_0$ ), la durée de la quatrième phase est :

$$t_4 = T_0 - t_1 - t_2 - t_3. \quad (\text{Eq.III.9})$$

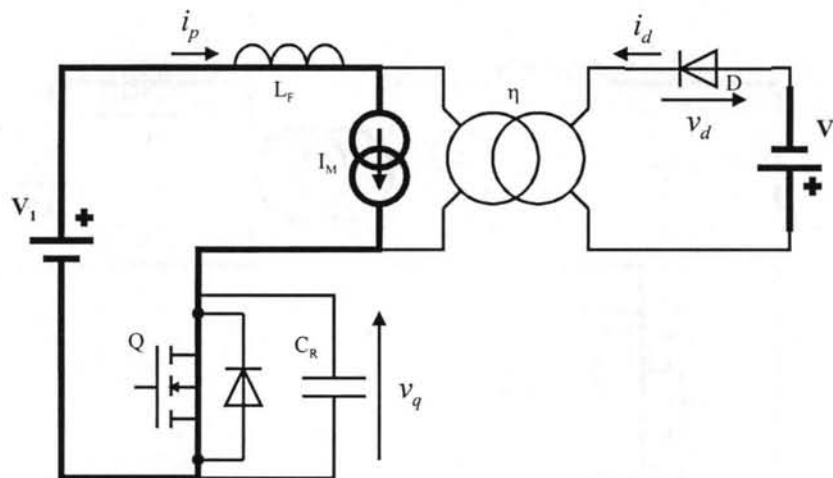


Figure 33 Flyback résonant (ZVS) - Fonctionnement théorique: Phase 4

En intégrant  $I_2 = (i_d)_{\text{moyen}} = \frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_0} i_d(t) dt$  à l'aide des formules déduites pour les quatre phases,

on obtient la caractéristique de sortie

$$y = f(x, f_0) = y = \frac{2 \cdot \pi}{\pi + \arcsin(1/x) + 1/(2x) + x + \sqrt{x^2 - 1}} \cdot \frac{f_R}{f_0} - 1$$

où  $f_R$  est la fréquence de résonance  $f_R = \omega/(2\pi) = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_F \cdot C_R}}$ .

Il faut noter que pour un cahier des charges :

$$V_1 = 48\text{V}; V_2 = 12\text{V}; P_2 = 60\text{W} (\Rightarrow I_2 = 5\text{A})$$

et une fréquence de commande ( $f_0$ ) souhaitée aux environs de 1MHz, le point de fonctionnement nominal est fixé par le rapport de transformation ( $\eta$ ), l'inductance de fuite ( $L_F$ ) et la capacité de résonance ( $C_R$ ).

Le dimensionnement théorique et pratique du montage, tout comme le choix des composants sont présentés très en détail dans la thèse de Jean Schutz ([SCHUTZ-99]).

### III.4.2. Modélisation des composants

Les calculs avec la méthode fréquentielle et les simulations PSPICE ont été réalisés sur un schéma que nous avons représenté d'une manière globale dans (Figure 34). A part l'interrupteur ( $Q$ ) et la diode secondaire ( $D$ ), les mêmes modèles ont été utilisés, que ce soit pour la simulation PSPICE ou pour le calcul avec la méthode fréquentielle.

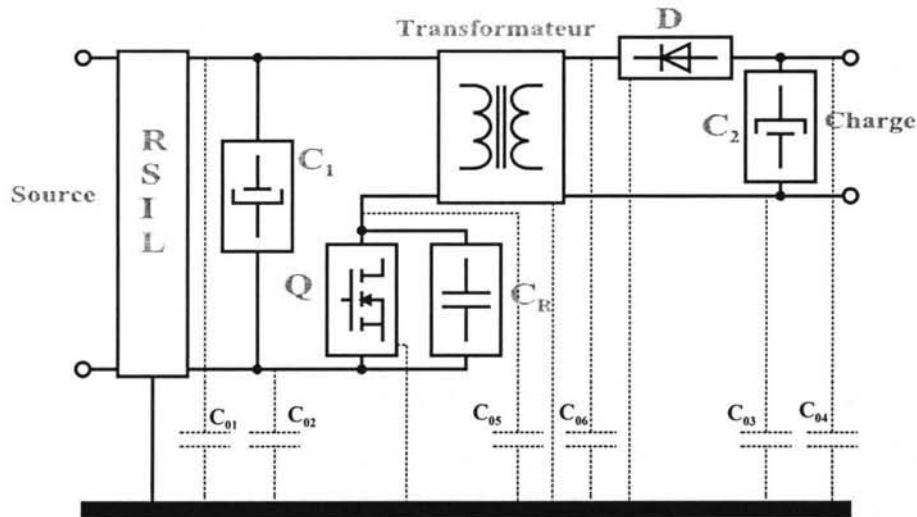


Figure 34 Flyback résonant: Schéma global

### Interrupteur (Q)

Ayant comme point de départ le modèle complexe PSPICE ("NMOS Level 3") pour le MOS IRF740, un modèle simplifié d'interrupteur a été utilisé pour les simulations PSPICE (Figure 35.a).

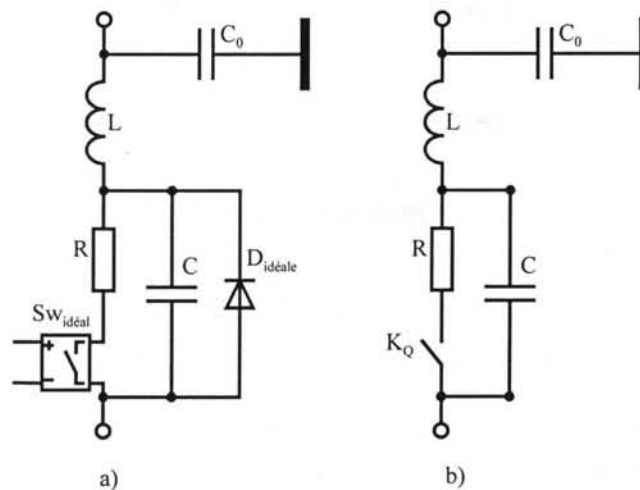


Figure 35 Modèles pour l'interrupteur (Q): a) simulation PSPICE; b) calcul Méthode fréquentielle

Cette représentation des semiconducteurs avec des modèles simples a été préférée (même pour la simulation PSPICE), car en commutation douce les formes d'ondes sont moins sensibles par rapport aux paramètres intrinsèques du composant. De plus, cette modélisation diminue les temps de simulation et permet d'étudier avec plus de transparence l'influence des paramètres qui caractérisent le comportement du semiconducteur entre les commutations. Le modèle repose donc sur un ensemble d'éléments avec des valeurs constantes ( $R = 300\text{m}\Omega$ ;  $L = 12\text{nH}$ ;  $C = 220\text{pF}$ ), un interrupteur parfait ( $Sw$ ) et une diode idéale ( $D$ ). Le modèle d'interrupteur comprend aussi la capacité  $C_0$  entre le composant et le refroidisseur.

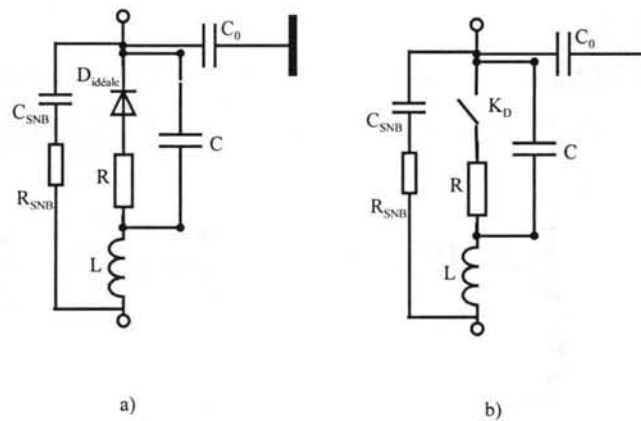
Concernant le calcul avec la méthode fréquentielle, nous avons considéré tous les éléments qui commutent (interrupteur  $Q$  et diode secondaire) comme des interrupteurs en commutation



forcée. Le modèle d'interrupteur et donc celui représenté dans (Figure 35.b) où  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $C_0$  ont les mêmes valeurs que pour la simulation PSPICE. Les instants de commutation de l'interrupteur idéal ( $K_Q$ ) seront calculés avec une technique que nous allons présenter dans un paragraphe spécial.

### Diode (D)

Pour éviter les problèmes de recouvrement trop important et les pertes en commutation supplémentaires conséquentes, la diode secondaire utilisée dans le montage est une diode "Schottky" (MBR2545). Ce type de diode assure en même temps des chutes de tension plus faibles à l'état passant. Pour limiter la surtension au blocage de la diode un CALC RC série est utilisé ( $R_{SNB} = 22\Omega$ ,  $C_{SNB} = 500\text{pF}$ ).



**Figure 36** Modèles pour la diode secondaire (D): a) simulation PSPICE; b) calcul Méthode fréquentielle

La capacité  $C_0$  est une capacité parasite par rapport au refroidisseur. Les autres paramètres du modèle (Figure 36) ont été déterminés avec le module "PARTS" de PSPICE à partir des données constructeur. Pour l'interrupteur idéal ( $K_D$ ) du modèle utilisé dans l'approche fréquentielle (tout comme pour  $K_Q$  du modèle d'interrupteur), les moments des commutations sont obtenus à l'aide de l'algorithme qui nous permet de déterminer le régime permanent.

### Transformateur

La modélisation du transformateur (Figure 37) est basée sur deux caractérisations : une qui traduit les aspects magnétiques et une autre qui concerne les phénomènes capacitifs. Le schéma équivalent magnétique est établi à partir des résultats des travaux menés par B.Cogitore [COGITORE-94] et E.Laveuve [LAVEUVE-91]. Le schéma magnétique comporte les pertes dues à la résistivité du bobinage ( $R_{T1}$ ,  $R_{T2}$ ), les pertes fer ( $R_{P1}$ ,  $R_{P2}$ ), l'inductance magnétisante ( $L_{P1}$ ,  $L_{P2}$ ), l'inductance de fuite et les pertes Joules dues aux courants de Foucault (représentés par des cellules RL parallèles, vu la dépendance en fréquence -  $R_{TS}$ ,  $L_{TS}$ ,  $R_{TS1}$ ,  $L_{TS1}$ ) et le coupleur ( $\eta$ ) [SCHELLMANN-99]. Les valeurs de ces paramètres sont obtenues

avec trois mesures sur le pont d'impédance HP4149A (impédance au primaire /secondaire à vide; impédance au secondaire / primaire à vide; impédance au primaire / secondaire en court-circuit).

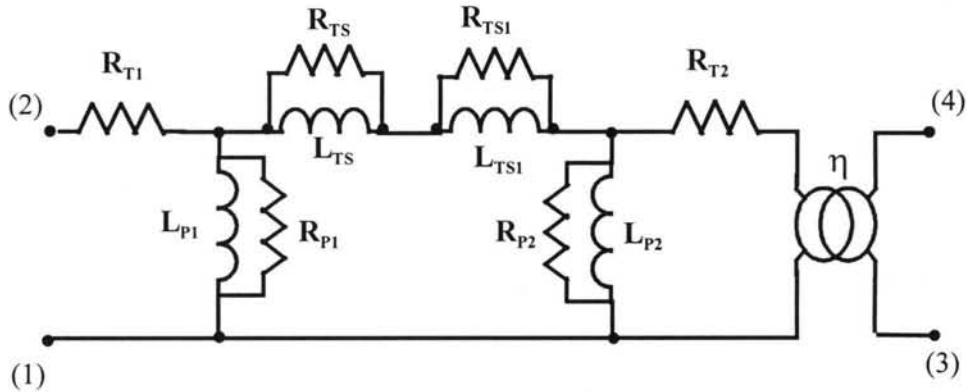


Figure 37 Transformateur: Circuit équivalent magnétique

La description électrostatique d'un système avec trois potentiels indépendants (1, 2, 3, 4 - Figure 37) peut être réalisée avec 6 capacités. Dans notre cas, la présence d'un plan de masse (dont les effets ne peuvent pas être négligés, vu sa proximité avec le circuit de puissance) introduit un cinquième potentiel. Par conséquent, le système transformateur / plan de masse présente quatre potentiels indépendants. Le modèle électrostatique comporte dans ce cas 10 capacités (Figure 38).

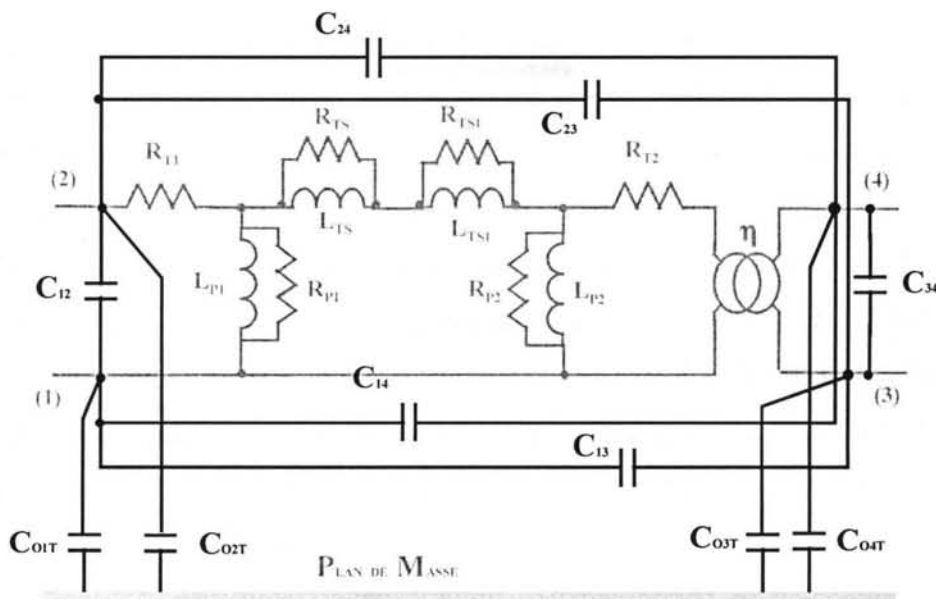


Figure 38 Transformateur: Circuit équivalent électrostatique (10 capacités)

Les valeurs de ces 10 capacités parasites ( $C_{12}$ ,  $C_{13}$ ,  $C_{14}$ ,  $C_{23}$ ,  $C_{24}$ ,  $C_{34}$ ,  $C_{01T}$ ,  $C_{02T}$ ,  $C_{03T}$ ,  $C_{04T}$ ) sont obtenues avec des mesures impédance (phase) en fonction de la fréquence avec l'analyseur HP4149A. La démarche consiste à identifier les résonances associées aux différentes configurations de mesure pour en déduire les capacités par l'intermédiaire d'un traitement mathématique approprié [SCHUTZ-99].

Condensateur

Les trois condensateurs (d'entrée -  $C_1$ , de sortie -  $C_2$  et de résonance -  $C_R$ , Figure 34) du montage sont modélisés avec des circuits RLC série, dont les paramètres sont issus d'une identification par rapport à des mesures d'impédance en fonction de la fréquence (analyseur HP4149A).

Pistes

En raison du fait que le montage a été réalisé sur un circuit imprimé très proche du plan de masse, l'influence des inductances et des résistances des pistes a été négligée. Une autre raison pour cette approximation est le fait que les valeurs issues de la modélisation du transformateur sont beaucoup plus importantes. Par contre, les capacités parasites entre les pistes et le plan de masse sont prises en compte. Le calcul de ces capacités ( $C_{01}, C_{02}, C_{03}, C_{04}, C_{05}, C_{06}$  - Figure 34) tout comme celui des capacités qui interviennent dans la modélisation de l'interrupteur ( $C_0$  - Figure 35) et de la diode Schottky ( $C_0$  - Figure 36) ont été réalisés avec les équations Wheeler-Schneider.

*III.4.3. Le calcul des commutations naturelles et du régime permanent*

La mise en équation des quatre configurations possibles déduites de l'étude du fonctionnement théorique à l'aide du formalisme d'état demande 26 variables d'état indépendantes (Annexe A.6.). Dans la modélisation en variables d'état, un deuxième RSIL a été introduit dans le schéma pour évaluer aussi l'impact de certains paramètres sur les perturbations conduites du côté de la charge. Chaque fois que des comparaisons entre les calculs issus de la méthode fréquentielle et les mesures (où seulement un RSIL a été utilisé du côté du réseau) sont faites, le deuxième RSIL est "neutralisé".

Comme nous l'avons déjà remarqué au début de l'analyse, dans le cas des convertisseurs en commutation naturelle, connaître les moments où ces commutations interviennent revient à trouver le régime permanent.

Les modèles utilisés dans l'approche fréquentielle pour l'interrupteur  $Q$  (qui fonctionne en thyristor - dual) et la diode au secondaire  $D$  sont construits autour d'interrupteurs idéaux ( $K_Q, K_D$ ). A chaque changement de topologie qui implique une commutation naturelle, nous associons une contrainte spécifique à la fonctionnalité accomplie par l'élément qui commute. Ainsi, à part le début du cycle entamé par une commutation forcée (l'ouverture commandée de  $Q$ ), les changements de configuration sont amorcés par :

- phase 1 / phase 2 :  $v_d(t_1) = 0$  ;

- phase 2 / phase 3 :  $v_q(t_2) = 0$  ;

- phase 3 / phase 4 :  $i_d(t_3) = 0$  .

Pour ce type de convertisseur, où les commutations naturelles sont relativement espacées dans le temps, il est envisageable d'employer un algorithme d'optimisation pour calculer les moments où ces commutations se produisent. L'algorithme d'optimisation utilisé est celui de *Nelder-Mead (Downhill Simplex)*, que nous allons présenter plus en détail dans le chapitre dédié au filtrage (Ch.IV) et dont le principe est décrit en annexe (A.4.). La fonction objectif que nous cherchons à minimiser est :

$F_{obj}(t_1, t_2, t_3) = cond_1 + cond_2 + cond_3$  , avec

$$cond_1 = \begin{cases} |v_d(t_1)|, & si |v_d(t_1)| \geq \varepsilon_{SW} \\ 0, & si |v_d(t_1)| < \varepsilon_{SW} \end{cases} ; \quad cond_2 = \begin{cases} |v_q(t_2)|, & si |v_q(t_2)| \geq \varepsilon_{SW} \\ 0, & si |v_q(t_2)| < \varepsilon_{SW} \end{cases} ; \quad (Eq.III.10)$$

$$cond_3 = \begin{cases} |i_d(t_3)|, & si |i_d(t_3)| \geq \varepsilon_{SW} \\ 0, & si |i_d(t_3)| < \varepsilon_{SW} \end{cases}$$

( $\varepsilon_{SW}$  est une valeur arbitraire qui représente l'erreur admise dans l'évaluation des commutations naturelles).

Il faut noter que d'une manière directe ou implicite, les trois variables ( $cond_1, cond_2, cond_3$ ) dépendent de tous les trois paramètres ( $t_1, t_2, t_3$ ).

L'algorithme est initialisé avec les valeurs ( $t_1^0, t_2^0, t_3^0$ ) issues de l'étude du fonctionnement théorique (Eq.III.3, Eq.III.5, Eq.III.7). A chaque itération de l'algorithme, un "régime permanent" est calculé avec les formules pour un système avec une entrée continue (Ch.II Eq.II.10), en considérant  $K_Q$  et  $K_D$  en commutation forcée pour les valeurs ( $t_1^*, t_2^*, t_3^*$ ) qui correspondent à l'itération en cours. Le minimum global de la fonction objectif (Eq.III.10) étant 0, nous avons un critère absolu pour arrêter l'algorithme. Dans le cas d'une optimisation réussie, les valeurs obtenues pour ( $t_1, t_2, t_3$ ) correspondent à des commutations naturelles. Nous avons remarqué une convergence rapide et sans difficultés particulières de l'algorithme initialisé avec le point de fonctionnement issu de l'analyse théorique.

La tension de sortie ( $V_2$ ) étant une donnée, le problème qui se pose est de trouver les valeurs ( $t_1, t_2, t_3, t_4$ ) pour obtenir la tension de sortie souhaitée ( $V_{Charge}$ ). Nous pouvons, bien sûr, construire une autre fonction objectif avec  $t_4$  comme paramètre supplémentaire et qui devrait intégrer une contrainte de type :

$$cond_4 = \begin{cases} |V_2 - V_{Charge}|, & si |V_2 - V_{Charge}| \geq \varepsilon_{CH} \\ 0, & si |V_2 - V_{Charge}| < \varepsilon_{CH} \end{cases} \quad (Eq.III.11)$$

( $\varepsilon_{CH}$  - valeur arbitraire qui représente l'erreur admise pour la tension de sortie).

Néanmoins, l'analyse des caractéristiques de sortie théoriques nous montre que la tension ( $V_2$ ) est liée d'une manière assez transparente à la fréquence  $f_0 = 1/T_0 = 1/t_4$ . En effet, des considérations d'ordre général, indiquent qu'une légère diminution de  $f_0$  entraîne une augmentation de la tension de sortie. En conséquence, pour cette application précise, trouver un point de fonctionnement ( $t_1, t_2, t_3, t_4$ ) avec une certaine tension de sortie est plus aisé avec une procédure itérative simple qui ne fait qu'ajuster le paramètre ( $f_0$ ) dans la direction opportune (Figure 39).

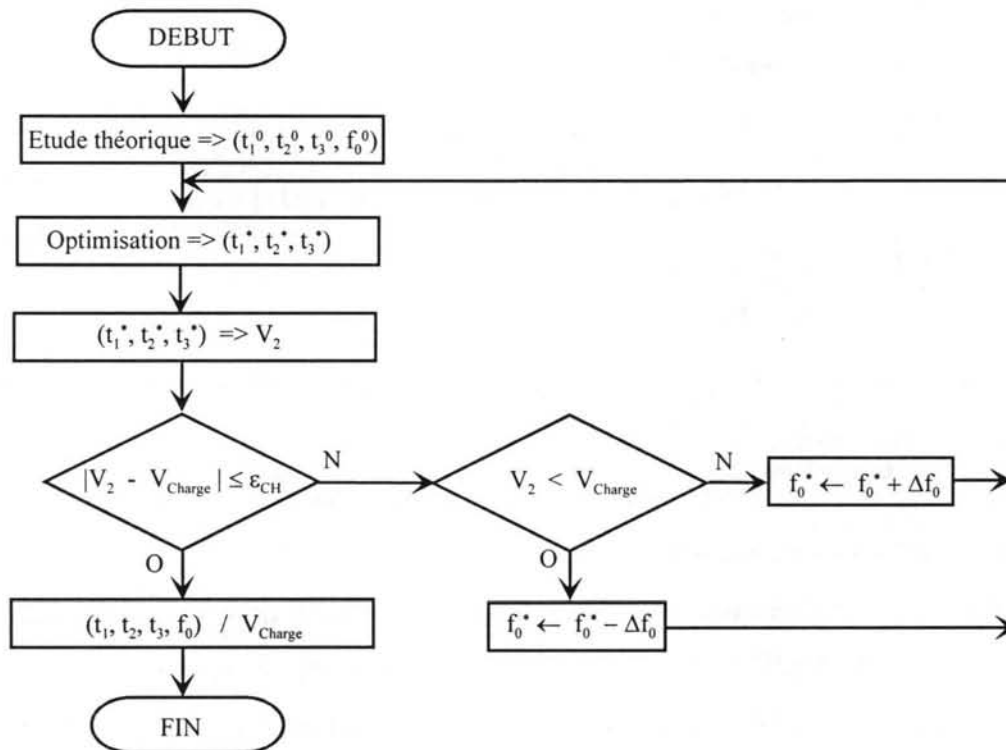


Figure 39 Calcul du point de fonctionnement

#### III.4.4. Validation de la méthodologie de calcul

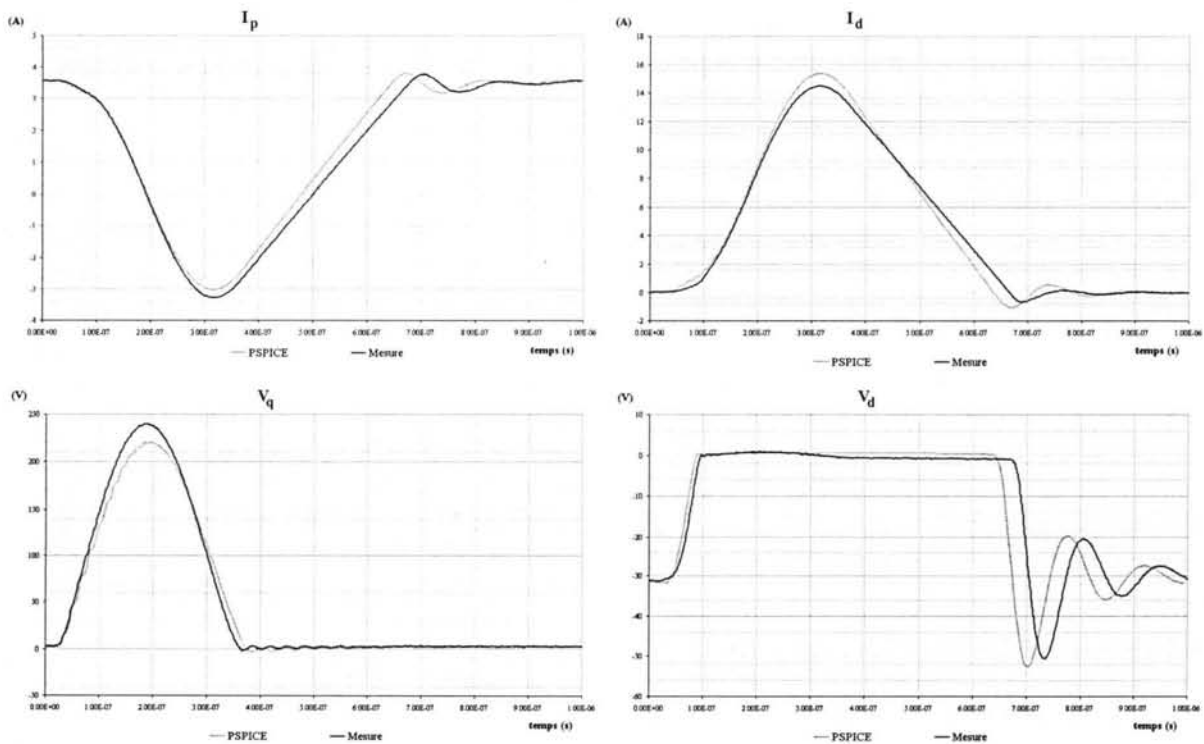
Naturellement, avant toute utilisation de la technique proposée (calcul des commutations naturelles par optimisation + méthode fréquentielle) à des fins d'analyse CEM, nous avons cherché à valider la démarche avec des mesures. En comparant les résultats obtenus avec notre technique, ceux issus de simulations PSPICE et les mesures, nous essayons d'évaluer aussi les avantages et les inconvénients de la méthode proposée par rapport à la simulation type PSPICE.

#### Simulation PSPICE et Mesure

Dans une première étape, le fonctionnement du circuit (Figure 34) est simulé avec PSPICE en utilisant (Figure 35.a) comme modèle d'interrupteur  $Q$  et (Figure 36.a) pour la diode secondaire

D. Les formes d'onde temporelles pour quelques variables significatives ( $i_p$  - le courant dans l'inductance de fuite, courant d'entrée du convertisseur;  $v_q$  - la tension aux bornes de l'interrupteur et du condensateur de résonance;  $i_d$ ,  $v_d$  - le courant et la tension pour la diode secondaire) sont comparées avec les résultats des mesures (Figure 40).

Pour obtenir la tension de sortie souhaitée ( $V_2 = 12V$ ), il a fallu procéder à plusieurs simulations PSPICE, afin de trouver la fréquence de fonctionnement ( $f_0$ ) convenable. Nous avons constaté un léger décalage entre cette fréquence ( $f_0 = 1.03MHz$ ) nécessaire pour obtenir 12V en sortie dans la simulation PSPICE et celle du montage réel ( $f_0 = 0.98MHz$ ). L'explication la plus plausible pour cette différence est une imprécision dans l'évaluation des pertes. Une autre différence, cette fois-ci plus importante concerne la pente du courant  $i_p$  (et implicitement  $i_d$ ) pendant la troisième phase, celle durant laquelle l'interrupteur  $Q$  et la diode  $D$  sont fermés et le courant  $i_p$  est proportionnel à  $1/L_F$ . Il s'agit donc probablement d'une mauvaise identification de l'inductance de fuite  $L_F$ , due au fait que les mesures au pont d'impédance sont réalisées avec des signaux faibles, ce qui ne correspond pas aux conditions de fonctionnement réel.



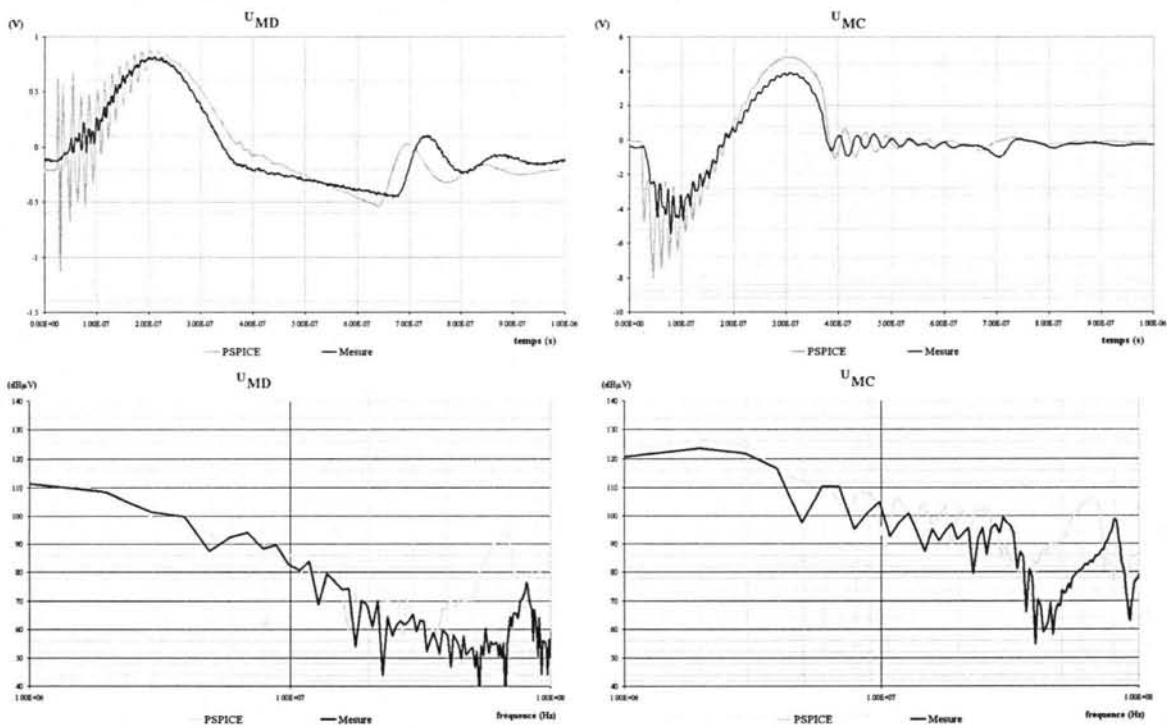
**Figure 40** Flyback résonant (domaine temporel): Simulation PSPICE et Mesures

Pour estimer le bruit de MD et celui de MC qui perturbent le réseau, nous nous intéressons aux deux tensions aux bornes des résistances de mesure du RSIL. A partir de ces tensions ( $U_{RSIL1}$ ,  $U_{RSIL2}$ ), nous calculons deux tensions censées représenter les perturbations de mode différentiel et celles de mode commun :

$$U_{MD} = \frac{U_{RSIL\_1} - U_{RSIL\_2}}{2}; \quad U_{MC} = U_{RSIL\_1} + U_{RSIL\_2}.$$

Concernant les formes d'onde temporelles et les spectres (FFT) de ces deux tensions (Figure 41), nous constatons une surestimation des perturbations prédites par rapport aux mesures. Ceci s'explique principalement par les simplifications apportées dans la modélisation de l'interrupteur et de la diode secondaire.

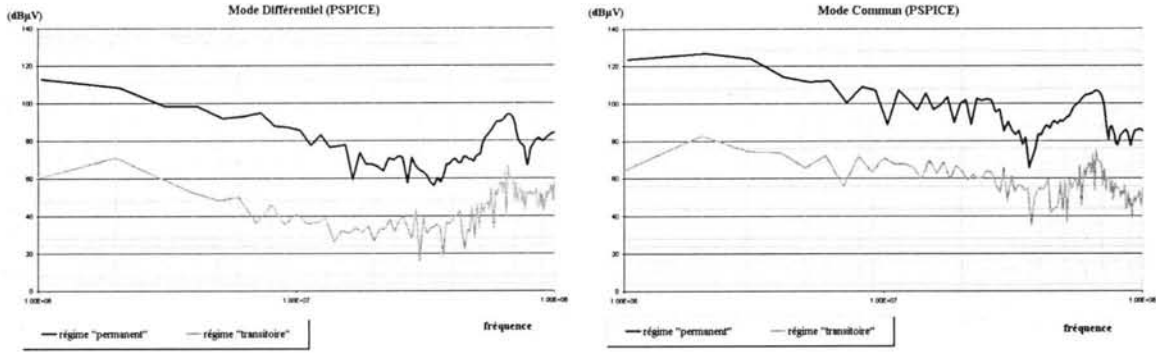
Il faut souligner que pour ce convertisseur, vu que la fréquence de fonctionnement est élevée ( $f_0$  autour de 1MHz), le pas de simulation pour calculer le spectre d'une variable dans la gamme de fréquence RF n'est pas excessivement petit par rapport à la période de fonctionnement ( $T_0 \approx 1\mu s$ ). En conséquence, la principale difficulté n'est pas de calculer le spectre (la FFT n'ayant pas besoin d'un volume de données temporelles trop encombrant), comme c'était le cas pour les applications précédemment présentées. Par contre, trouver le régime permanent en simulation temporelle est toujours laborieux dans une configuration de mesure normative à cause des inductances de forte valeur en entrée du RSIL. En plus, déterminer la bonne fréquence ( $f_0$ ) pour retrouver en sortie la valeur souhaitée demande plusieurs redémarrages de la simulation qui à elle seule est assez fastidieuse.



**Figure 41** Flyback résonant (PSPICE et Mesure) : Perturbations MD, MC vers le réseau

Le problème du régime permanent est encore plus délicat pour ce convertisseur, car comme nous avons pu le constater (Figure 41 -  $U_{MC}/\text{temps}$ ) les perturbations de MC s'étalent sur toute la période de fonctionnement et pas seulement autour des moments de commutation (comme c'était le cas pour les commutations forcées de l'hacheur ou de l'onduleur). C'est pourquoi les niveaux des perturbations sont encore plus sensibles à la précision avec laquelle le régime permanent est approché. Cette influence très marquée est perceptible en traçant les résultats

obtenus en simulation PSPICE pour un régime permanent établi et pour un régime encore transitoire (Figure 42).

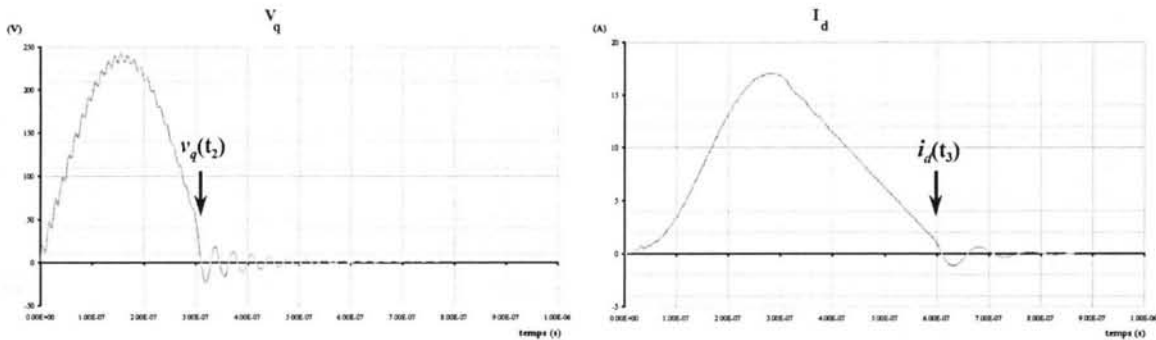


**Figure 42** Flyback résonant (PSPICE) : MD et MC en régime permanent / régime transitoire

Il faut souligner qu'il faut plusieurs heures de simulation PSPICE pour approcher le régime permanent et aboutir à des résultats corrects avec cette méthode.

#### Calcul avec la Méthode Fréquentielle et Mesure

Le calcul du régime permanent suit la méthodologie décrite dans le paragraphe III.4.3. Nous partons d'un point de fonctionnement théorique  $(t_1, t_2, t_3, f_0) = (35\text{ns}, 303\text{ns}, 599\text{ns}, 1\text{MHz})$  censée assurer une sortie ( $V_2=12\text{V}$ ). En réalisant le calcul avec les modèles (Figure 35.b, Figure 36.b) pour l'interrupteur et la diode, où nous considérons  $K_Q, K_D$  en commutation forcée, il s'avère que les conditions pour apprécier les commutations comme naturelles ne sont pas remplies.



**Figure 43** Calcul (Méthode fréquentielle): avec  $(t_1, t_2, t_3, f_0)$  issus de l'étude théorique

Par exemple, on peut constater (Figure 43) que  $v_q(t_2) \neq 0$  et  $i_d(t_3) \neq 0$ .

Sans changer la fréquence de fonctionnement ( $f_0 = 1\text{MHz}$ ), nous essayons de déterminer les trois instants des commutations douces en imposant une erreur  $\varepsilon_{SW} = 0.01$  sur les contraintes. Le calcul (basée sur l'algorithme d'optimisation) donne le résultat :  $(t_1, t_2, t_3) = (48\text{ns}, 331\text{ns}, 625\text{ns})$ . Néanmoins, dans ce cas  $V_2 = 12.49\text{V}$ . En conséquence, il faut lancer la procédure (Figure 39) qui consiste à ajuster  $f_0$  pour obtenir la valeur souhaité en sortie (12V avec une erreur admise  $\varepsilon_{CH} = 0.01$ ). En utilisant cette méthode, nous obtenons un point de

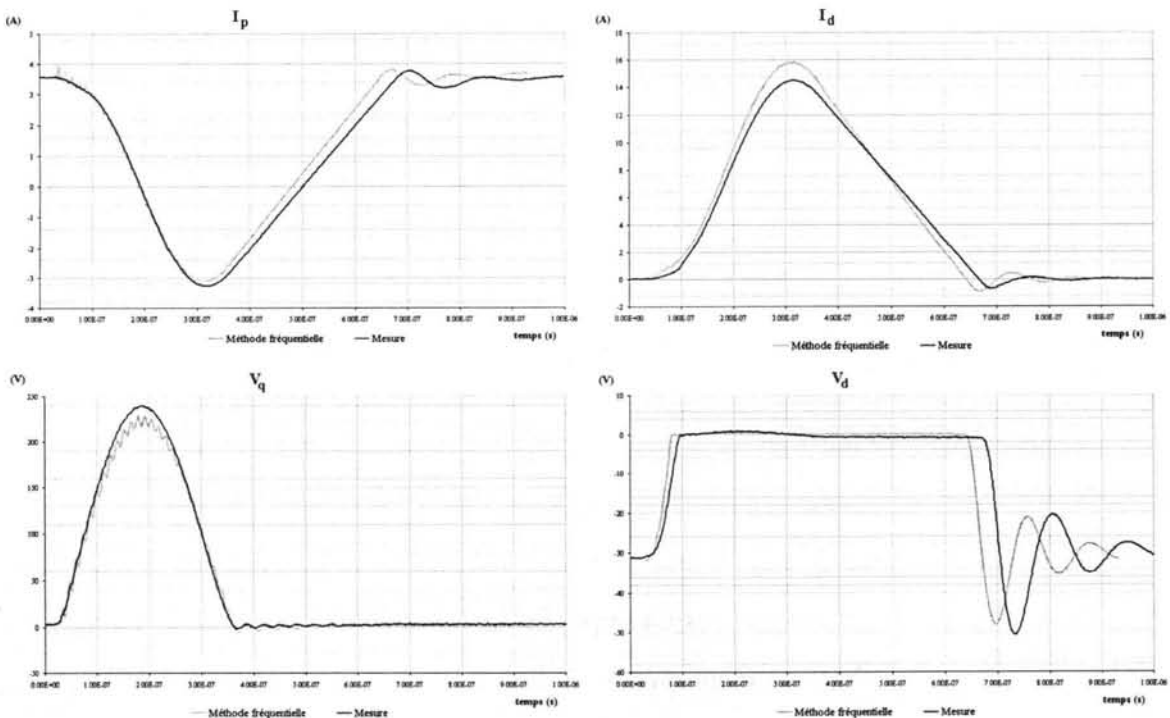


fonctionnement précis par rapport aux contraintes qui caractérisent les commutations naturelles, tout en assurant la valeur de la tension de sortie souhaitée :

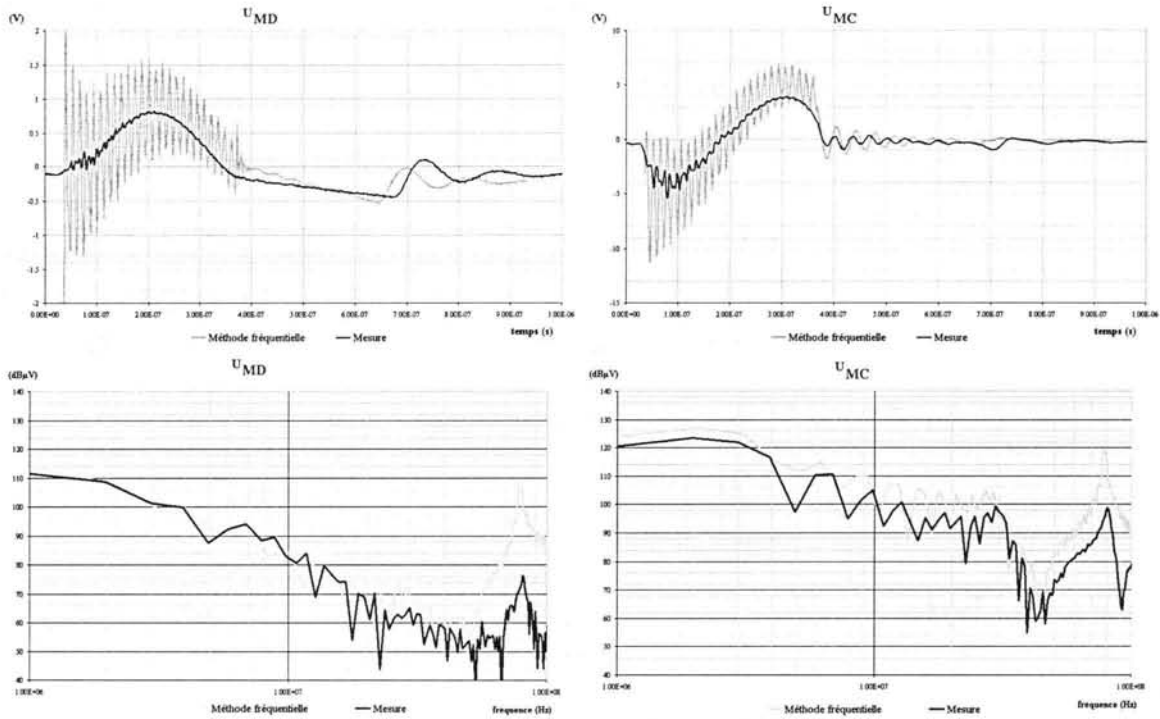
$$(t_1, t_2, t_3, f_0) = (51\text{ns}, 328\text{ns}, 620\text{ns}, 1.0376\text{MHz}) \Rightarrow (V_2 = 12.005\text{V})$$

En général, la démarche pour déterminer un point de fonctionnement (que nous avons "décomposée" seulement pour mieux la présenter) peut prendre entre quelques dizaines de secondes et quelques minutes, en fonction de la "qualité" de la première approximation. Si le calcul n'aboutit pas aux bout de 2-3 minutes, il est fort probable que la procédure devra être redémarrée avec une autre approximation initiale.

Les formes d'onde temporelles calculées avec la méthode fréquentielle sont très proches de celles obtenues en simulation PSPICE. Par conséquent, nous constatons les mêmes écarts par rapport aux mesures (Figure 44). Il s'agit donc vraisemblablement des mêmes imprécisions de modélisation, comme c'est le cas de l'inductance de fuite ( $L_F$ ) pour la pente différente des courants pendant la troisième phase. Il est à souligner aussi le fait que la fréquence calculée ( $f_0 = 1.0376\text{MHz}$ ) pour une sortie de 12V est très proche de celle trouvée avec PSPICE ( $f_0 = 1.03\text{MHz}$ ), donc il y a le même décalage par rapport à celle obtenue pour le montage réel ( $f_0 = 0.98\text{MHz}$ ). En effet, il n'y avait pas de raison pour que la caractérisation des pertes soit meilleure avec la méthode fréquentielle et il est normal de retrouver presque la même valeur pour la fréquence de fonctionnement.



**Figure 44** Flyback résonant (domaine temporel): Calcul Méthode fréquentielle et Mesures



**Figure 45** Flyback résonant (Méthode fréquentielle et Mesure) : Perturbations MD, MC vers le réseau

En ce qui concerne les perturbations conduites, dans le domaine temporel et par rapport aux résultats que nous avons obtenus avec PSPICE, nous observons des oscillations encore moins amorties, que ce soit pour le mode différentiel ou pour le mode commun. Ceci s'explique par le dénuement extrême des modèles utilisés dans cette approche pour l'interrupteur et la diode. Néanmoins, l'allure des spectres est meilleure (Figure 45 par rapport à Figure 41), ce qui fait pousser la limite de précision au-delà de 50MHz, dans une plage de fréquence où il n'y a pas que les modèles d'interrupteur ou de diode qui font défaut.

S'il est vrai qu'il est difficilement envisageable de faire mieux sur les commutations avec les modèles rudimentaires que notre technique admet, il n'en est pas moins vrai que pour cette application l'erreur est bien "localisée" en très haute fréquence. En conséquence, nous avons un outil très rapide (surtout sur le calcul du régime permanent, le principal avantage dans ce cas par rapport à PSPICE) qui nous permet d'étudier l'influence des différents paramètres du montage sur les niveaux des perturbations CEM conduites.

#### III.4.5. Analyse de la sensibilité des perturbations CEM conduites

Il est évident que pour réduire le temps et les coûts de mise en conformité avec les normes CEM, une analyse de la sensibilité par rapport aux différents paramètres avant la réalisation du montage est toujours utile, même dans le cadre d'une modélisation moins détaillée et moins précise que la notre. Nous avons donc étudié les effets engendrés par les variations de

certaines paramètres du flyback du côté réseau (RSIL<sub>1</sub>) et du côté charge (RSIL<sub>2</sub>) pour évaluer l'impact de tels changements et en déduire des principes de conception (Figure 46).

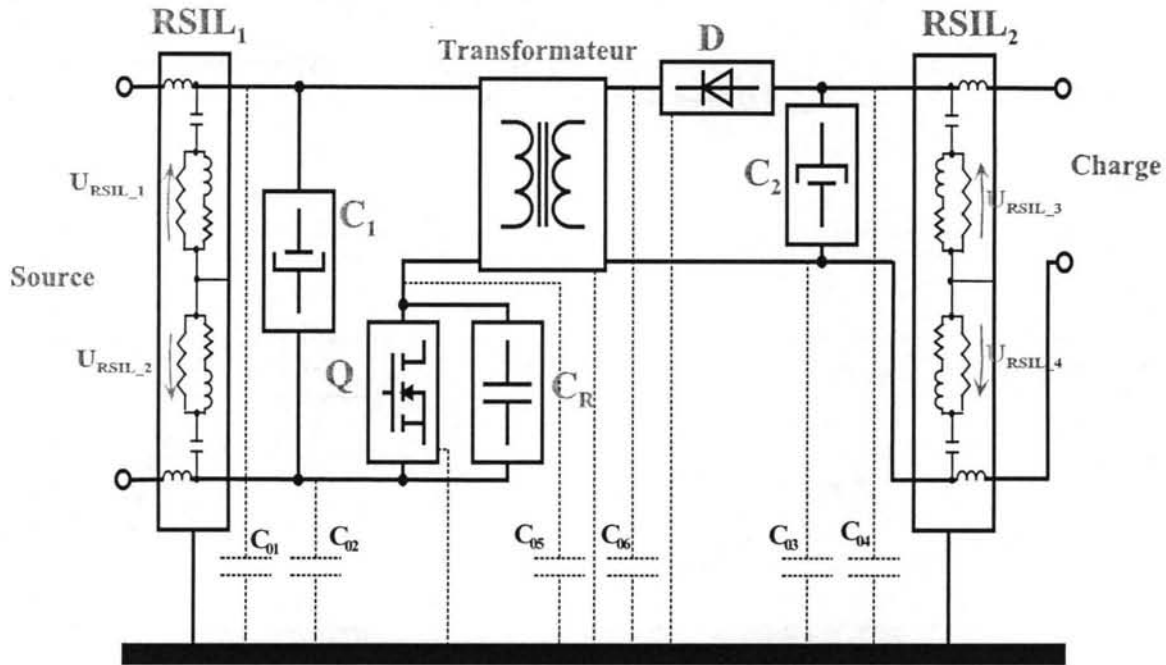


Figure 46 Flyback résonant: Schéma utilisé pour l'analyse de sensibilité

Pour évaluer l'influence des modifications sur les deux types de perturbations et des deux côtés (réseau, charge) nous utilisons les estimateurs :

$$\text{réseau} \Rightarrow U_{MD1} = \frac{U_{RSIL\_1} - U_{RSIL\_2}}{2}; U_{MC1} = U_{RSIL\_1} + U_{RSIL\_2}$$

$$\text{charge} \Rightarrow U_{MD2} = \frac{U_{RSIL\_3} - U_{RSIL\_4}}{2}; U_{MC2} = U_{RSIL\_3} + U_{RSIL\_4}$$

Il faut souligner le fait que, cette fois-ci, à chaque variation d'un paramètre, nous nous contentons de calculer les spectres (MD/MC, réseau/charge) avec la méthode fréquentielle et d'interpréter les résultats, sans valider chaque calcul avec des simulations PSPICE ou des mesures.

Les formes d'onde de référence sont celles calculées pour le point de fonctionnement :

$$(t_1, t_2, t_3, f_0) = (51\text{ns}, 328\text{ns}, 620\text{ns}, 1.0376\text{MHz})$$

Pour réaliser cette analyse nous avons aussi utilisé les "cartes" d'amplitude et de phase des courants. Cependant, nous avons décidé de ne pas les reproduire dans le mémoire pour ne pas charger trop la présentation. Pour la même raison, quand la variation d'une variable du montage n'a pas d'effet significatif sur une des quatre tensions étudiées ( $U_{MD1}$ ,  $U_{MC1}$ ,  $U_{MD2}$ ,  $U_{MC2}$ ), nous n'avons pas reproduit son spectre et nous nous sommes contentés seulement de signaler ce fait.

Condensateur d'entrée ( $C_1$ )

Le modèle utilisé pour  $C_1$  est un circuit RLC série (III.4.2), dont les valeurs dans le cas de référence sont :  $C = 94\mu\text{F}$ ;  $R = 200\text{m}\Omega$ ;  $L = 32\text{nH}$ .

En principe, le condensateur d'entrée devrait agir principalement sur le MD vers le réseau. En effet, une variation de l'impédance équivalente de  $C_1$ , aurait des répercussions seulement sur le spectre  $U_{\text{MD1}}$ . Par rapport à la configuration référence, trois autres cas ont été étudiés, en changeant la valeur d'un seul paramètre à la fois :

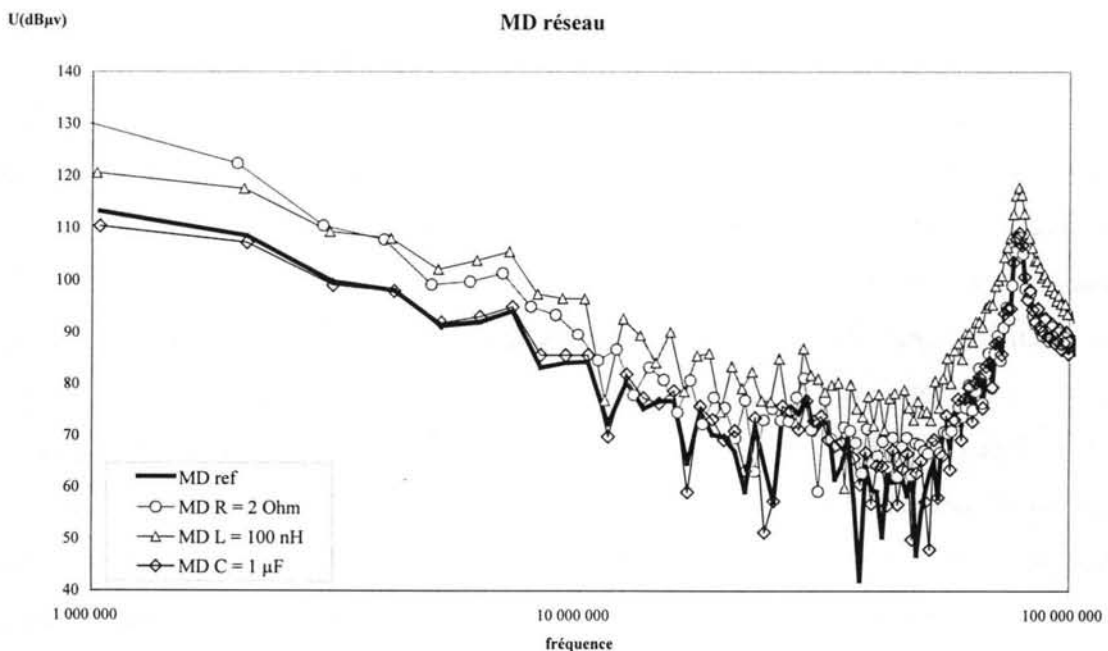
$C = 94\mu\text{F}$ ;  $R = 2\Omega$ ;  $L = 32\text{nH}$

$C = 94\mu\text{F}$ ;  $R = 200\text{m}\Omega$ ;  $L = 100\text{nH}$

$C = 1\mu\text{F}$ ;  $R = 200\text{m}\Omega$ ;  $L = 32\text{nH}$ .

Le spectre MD/réseau pour les quatre configurations (Figure 47) confirme l'influence considérable des valeurs des éléments parasites ( $R, L$ ) du condensateur d'entrée.

Conformément à leur nature résistive (respectivement inductive), les éléments parasites du condensateur agissent dans des régions spécifiques du spectre. Ainsi, l'effet d'une augmentation de la résistance ( $R = 200\text{m}\Omega \rightarrow 2\Omega$ ) est plus net pour les premiers harmoniques et diminue en haute fréquence où  $\omega L \gg R$ . Il se traduit par des perturbations MD plus élevées, car la résistance (tout comme l'inductance parasite) ne fait que dégrader l'effet filtrage du condensateur.



**Figure 47** Mode Différentiel (RSIL Réseau): Influence des paramètres du condensateur d'entrée

Un autre effet de l'augmentation de la résistance (cette fois sans conséquence *directe* sur le niveau des perturbations) est la diminution de la fréquence de fonctionnement, en raison des pertes plus importantes engendrées par la valeur plus élevée de la résistance.

Concernant l'inductance parasite, vu le fait que la fréquence de fonctionnement est déjà élevée ( $f_0$  autour de 1MHz), l'augmentation du spectre qu'elle engendre ( $L = 32\text{nH} \rightarrow 100\text{nH}$ ) est visible (Figure 47) sur toute la gamme de fréquence qui nous intéresse. En même temps, la diminution de la capacité ( $C = 94\mu\text{F} \rightarrow 1\mu\text{F}$ ) n'a pas d'effet sur le spectre sauf pour le premier harmonique. Pour cette première raie, l'effet est encore plus paradoxal, car nous enregistrons une légère réduction du spectre (Figure 47). Ceci s'explique bien par le fait que sur cette plage de fréquence,  $\omega L \gg 1/\omega C$ .

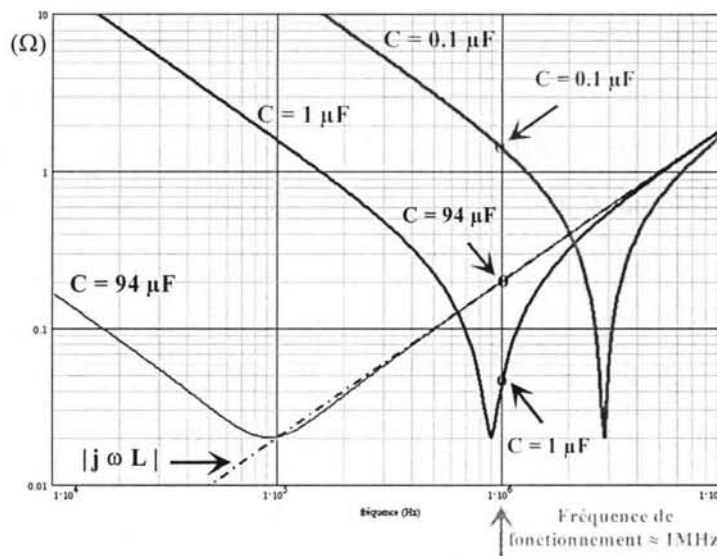


Figure 48 Impédance du condensateur d'entrée

En plus, dans le cas ( $C=1\mu\text{F}$ ,  $L=32\text{nH}$ ) la fréquence de résonance (0.89MHz) est plus proche de la fréquence de fonctionnement que dans le cas ( $C=94\mu\text{F}$ ,  $L=32\text{nH} \Rightarrow$  résonance à 92kHz), ce qui implique un effet capacitif réduit mais sensible pour le premier harmonique.

Pour mieux comprendre le phénomène, nous avons représenté (Figure 48) l'impédance du condensateur d'entrée pour plusieurs valeurs de la capacité du modèle équivalent, par rapport à l'impédance de l'inductance parasite qui limite l'effet capacitif souhaité. Il est évident qu'une fréquence de résonance proche de la fréquence de fonctionnement induit une diminution de l'impédance du condensateur d'entrée, donc un meilleur filtrage MD pour les premiers harmoniques. *Observation* Pour que la représentation soit plus claire, les impédances de la Figure 48 ont été calculées avec une valeur de la résistance parasite de 20mΩ. Tout en restant significatif, l'effet de diminution du spectre pour les premiers harmoniques est moins prononcé dans notre calcul du MD (Figure 47 - le spectre pour  $C = 1\mu\text{F}$  par rapport au cas de référence) à cause de la valeur plus élevée de la résistance parasite  $R = 200\text{m}\Omega$ .

C'est principalement l'inductance parasite qui diminue les performances du filtrage, donc il est toujours mieux qu'elle ait une valeur réduite. Néanmoins, du point de vue pratique, l'inductance parasite aura toujours (à cause de la connectique) des valeurs d'au moins quelques nH. En conséquence, nous sommes en mesure d'agir seulement sur la valeur de la capacité. En ce qui la concerne, une valeur trop grande ( $C = 94 \mu\text{F}$  - Figure 48) est inefficace, tout comme une trop petite ( $C = 0.1 \mu\text{F}$  - Figure 48), car dans ce dernier cas l'effet est bien capacitif pour les premières raies, mais l'impédance du condensateur est plus élevée, donc l'atténuation MD est moins importante.

Pour conclure, nous pouvons en déduire une règle de conception : dans le cas d'une application où la fréquence de fonctionnement élevée fait que l'inductance parasite a des effets dès le début du spectre, le meilleur compromis est de choisir un condensateur dont la fréquence de résonance est proche de la fréquence de fonctionnement.

#### Condensateur de sortie ( $C_2$ )

Les observations issues de l'analyse sur l'influence des paramètres du condensateur de sortie sont analogues aux résultats trouvés pour le condensateur d'entrée. Ainsi, les variations des paramètres de  $C_2$  ont une influence évidente seulement sur le spectre MD du côté de la charge (Figure 49). Pour ce condensateur, les valeurs du modèle **référence** sont :

**$C = 167\mu\text{F}$ ;  $R = 15\text{m}\Omega$ ;  $L = 6\text{nH}$ .**

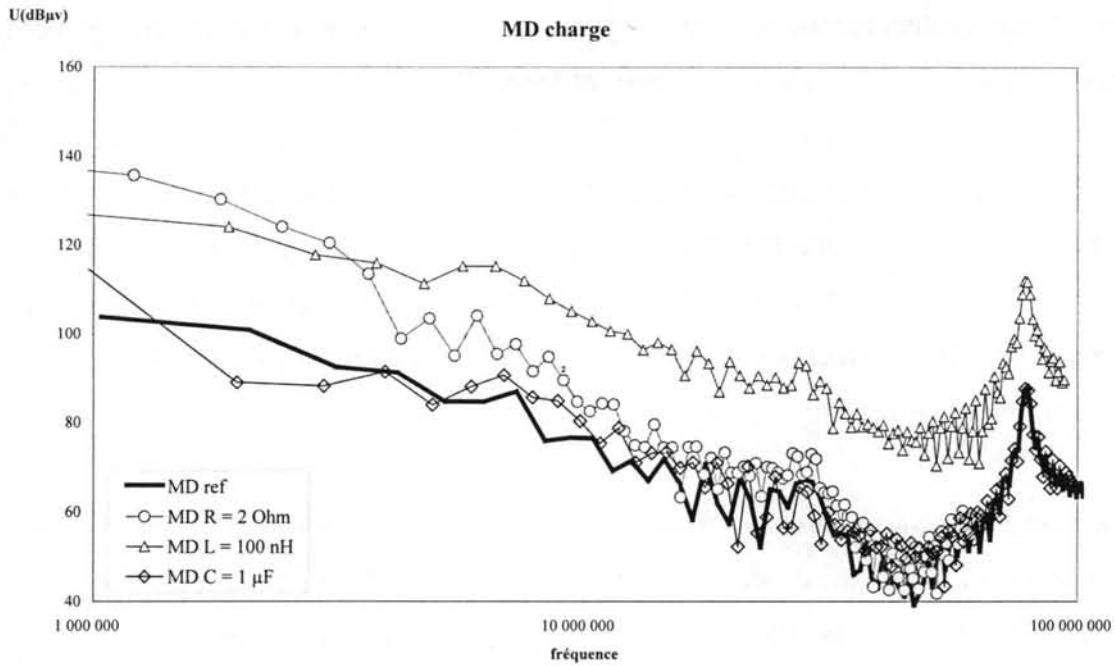
Les trois configurations comparées à la référence correspondent à des variations individuelles des trois paramètres :

$C = 167\mu\text{F}$ ;  **$R = 2\Omega$** ;  $L = 6\text{nH}$

$C = 167\mu\text{F}$ ;  $R = 15\text{m}\Omega$ ;  **$L = 100\text{nH}$**

**$C = 1\mu\text{F}$** ;  $R = 15\text{m}\Omega$ ;  $L = 6\text{nH}$ .

Pour les mêmes raisons que dans le cas du condensateur  $C_1$ , l'augmentation de l'inductance engendre un niveau beaucoup plus important du spectre MD/charge pour toute la gamme de fréquence concernée par notre calcul. De même que pour  $C_1$ , l'effet d'une résistance parasite plus élevée, mis à part la diminution de la fréquence de fonctionnement, est de moins en moins significatif avec la fréquence.



**Figure 49** Mode Différentiel (RSIL Charge): Influence des paramètres du *condensateur de sortie*

Pour ce qui est de la valeur de la capacité, le même phénomène est à signaler. Ainsi, pour des fréquences largement au-dessus de la fréquence de résonance du circuit équivalent RLC série, l'effet d'une augmentation de la capacité est négligeable. Enfin, il reste toujours que pour une fréquence de résonance plus élevée (obtenue en diminuant la capacité), mais qui dépasse la fréquence de fonctionnement, nous risquons de dégrader les performances pour les raies d'ordre inférieur. Par exemple, le changement de capacité ( $C = 167\mu\text{F} \rightarrow 1\mu\text{F}$ ), dans le contexte d'une inductance parasite de  $6\text{nH}$ , entraîne une résonance à  $2.05\text{MHz}$  ( $> f_0$ ) et un premier harmonique du bruit MD/charge plus élevé (Figure 49). Il est donc toujours intéressant de caler la fréquence de résonance du condensateur autour de la fréquence de fonctionnement du convertisseur.

### Condensateur de résonance ( $C_R$ )

Etant donné que la capacité ( $C=1.48\text{nF}$ ) du modèle RLC série du condensateur  $C_R$  est directement liée au fonctionnement du flyback résonant, elle ne peut pas faire l'objet d'une analyse basée sur un changement de sa valeur. Les seuls paramètres dont nous avons étudié l'influence sont la résistance et l'inductance parasites du condensateur. Le modèle référence est donc :  $R = 108\text{m}\Omega$ ;  $L = 9\text{nH}$  ( $C = 1.48\text{nF}$ ) et les deux autres configurations sont :

$R = 1\Omega$ ;  $L = 9\text{nH}$  ( $C = 1.48\text{nF}$ )

$R = 108\text{m}\Omega$ ;  $L = 50\text{nH}$  ( $C = 1.48\text{nF}$ ).

Dans les deux cas, des effets se font ressentir autant en MD qu'en MC (Figure 50).

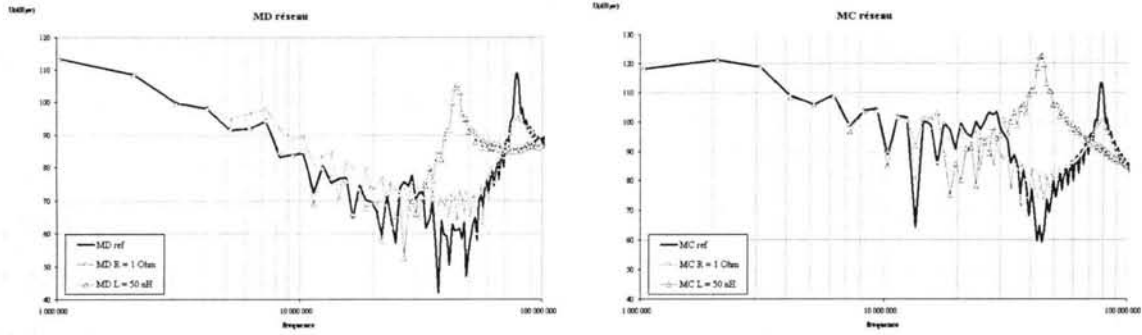


Figure 50 MD et MC (RSIL réseau): Influence des paramètres du condensateur de résonance

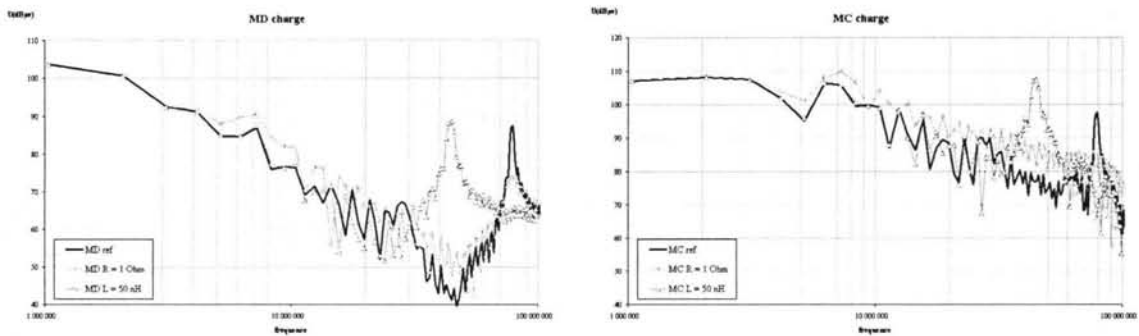


Figure 51 MD et MC (RSIL charge): Influence des paramètres du condensateur de résonance

En plus, l'influence des variations des deux paramètres est évidente des deux côtés : alimentation et charge (Figure 50, Figure 51). Une valeur plus élevée de la résistance parasite entraîne surtout un amortissement plus important des résonances haute fréquence. Quant à l'inductance parasite, elle intervient directement dans les résonances HF. Les "cartes" amplitude/phase nous ont permis de retrouver les chemins impliqués dans la résonance HF ( $f \approx 78\text{MHz}$  pour le cas référence). Il s'agit d'une résonance entre la capacité parallèle du modèle d'interrupteur  $Q$  (Figure 35  $C=220\text{pF}$ ), l'inductance parasite du même modèle (Figure 35  $L=12\text{nH}$ ) en série avec l'inductance parasite du condensateur de résonance. En effet, pour le cas référence, la fréquence de résonance HF :  $f_{résHF} \approx 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_Q \cdot (L_Q + L)}) = 74.8\text{MHz}$ . Ce résultat correspond assez bien avec la valeur constatée. Il est de même pour la valeur calculée dans le cas  $L=50\text{nH} \Rightarrow f_{résHF} \approx 43.1\text{MHz}$  (Figure 50).

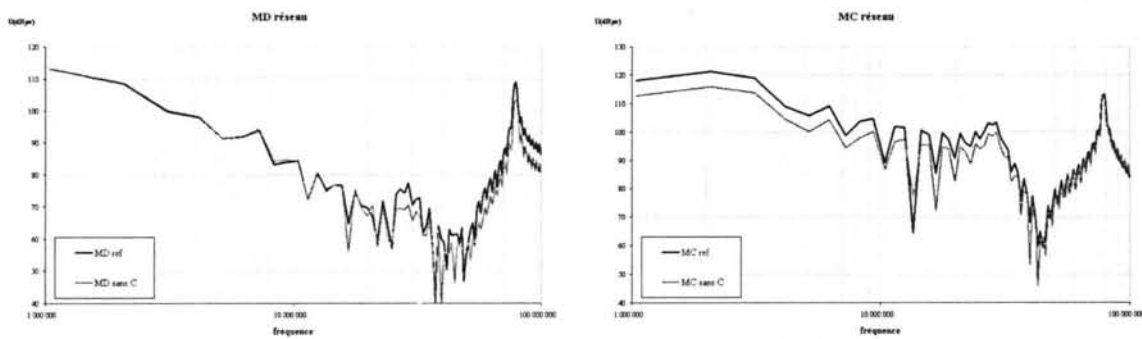
Néanmoins, il ne faut pas oublier que cette résonance se situe dans une gamme de fréquence où notre modélisation ne peut que surestimer la mesure (Figure 45).

### Transformateur

La modélisation du transformateur met en œuvre une multitude de paramètres dont la nature et le rôle sont très différents. D'une part, nous avons le rapport de transformation et



l'inductance de fuite qui ne peuvent pas faire l'objet de variations, car ils font partie des paramètres essentiels qui fixent le point de fonctionnement. D'autre part, il y a des éléments comme les capacités du modèle électrostatique qui sont des constituants d'un modèle comportemental mathématique et qui n'ont pas, pour la plupart, une signification physique. C'est une des raisons pour laquelle, jusqu'à présent on ne connaît pas une méthodologie pour réaliser un transformateur à partir d'un modèle électrostatique donné. En conséquence, il ne semble pas digne d'intérêt d'étudier la sensibilité des perturbations par rapport aux capacités du modèle électrostatique pour, éventuellement, en déduire des règles de conception. Néanmoins, il reste intéressant de faire un calcul avec une modélisation du transformateur sans le modèle électrostatique.



**Figure 52** MD et MC (RSIL réseau): Influence du modèle capacitif du transformateur

En ce qui concerne les perturbations vers l'alimentation (Figure 52), le fait d'avoir enlevé le modèle capacitif du transformateur a des conséquences assez évidentes : l'influence sur le mode différentiel est quasi-nulle sur tout le spectre et en même temps nous sommes en train de sous-estimer le bruit de mode commun ce qui n'est pas choquant vu que nous avons négligé des chemins relativement importants de retour de MC. Malheureusement, expliquer pourquoi l'influence sur le MC/réseau n'est pas significative sur toute la plage de fréquence (en HF plus précisément) nous fait nous heurter au problème d'interprétation des capacités ayant des valeurs négatives issues de la modélisation comportementale du transformateur.

Quelques observations intéressantes peuvent être déduites à partir des spectres des perturbations vers la charge (Figure 53). Ainsi, pour le MC vers la charge, nous constatons une diminution générale du spectre qui s'explique par le fait que les capacités que nous avons négligées (entre le transformateur et le plan de masse) ont des valeurs comparables avec celles que nous avons gardées (entre les pistes et le plan de masse).

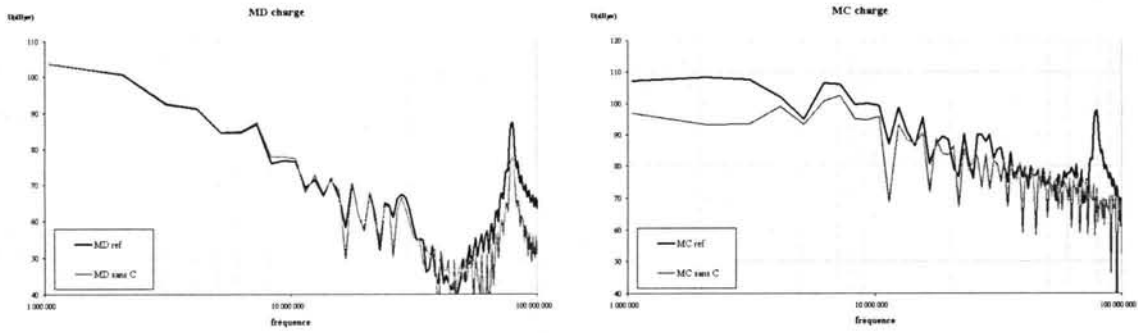


Figure 53 MD et MC (RSIL charge): Influence du modèle capacitif du transformateur

Par contre, nous observons que le pic pour une fréquence autour de 78MHz ne se retrouve plus sur le spectre de MC après avoir enlevé le modèle électrostatique. Ceci a pour cause le fait que nous avons pratiquement séparé du point de vue électrostatique le circuit primaire du secondaire. En effet, en écartant les capacités ( $C_{13}$ ,  $C_{14}$ ,  $C_{23}$ ,  $C_{24}$  - Figure 38) le circuit primaire et secondaire ne sont plus couplés que par l'intermédiaire du modèle inductif, ce qui fait qu'un phénomène (comme la résonance autour de 78MHz qui engendre des perturbations des deux côtés alimentation / charge) dont l'origine est au primaire, n'aura qu'une "image" différentielle au secondaire. Il faut souligner que même pour le MD vers la charge, ignorer le couplage capacitif entraîne une légère diminution du pic qui correspond à la résonance qui survient au primaire.

D'autres configurations étudiées concernent les paramètres du circuit magnétisant ( $L_{P1}$ ,  $L_{P2}$ ) et les résistances qui correspondent aux pertes fer ( $R_{P1}$ ,  $R_{P2}$ ). Pourtant des variations comme : ( $R_{P1}$ ,  $R_{P2} = 1k\Omega \rightarrow 100k\Omega$ ) ou ( $L_{P1}$ ,  $L_{P2} = 60\mu H \rightarrow 250\mu H$ ) n'ont pratiquement aucune influence sur les perturbations que ce soit vers l'alimentation ou vers la charge.

### Interrupteur (Q)

La modélisation utilisée pour l'interrupteur Q (Figure 35.b) nous permet de faire varier des paramètres qui caractérisent le fonctionnement avec une précision honnête entre les commutations. Ceci devrait se montrer satisfaisant, car pour ce convertisseur les formes d'onde pendant les commutations jouent un rôle moins important que dans le cas d'un fonctionnement avec des commutations forcées seulement. Les valeurs pour le cas de référence sont : **C = 220pF; R = 300m $\Omega$ ; L = 12nH.**

L'analyse porte sur trois configurations dérivées de la configuration de référence :

C = 220pF; R = 2 $\Omega$ ; L = 12nH

C = 220 $\mu$ F; R = 300m $\Omega$ ; L = 100nH

$C = 1\text{nF}$ ;  $R = 300\text{m}\Omega$ ;  $L = 12\text{nH}$ .

Des analyses rudimentaires corroborées aux représentations sous forme de "carte" amplitude/phase nous montrent qu'en HF il y a trois fréquences de résonance (Figure 54) auxquelles correspondent deux pics et un creux sur les spectres des perturbations :

- un premier pic pour  $f_{rés1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_Q + L_R) \cdot C_R}}$ ; (Eq.III.12)

- un creux pour  $f_{rés2} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_R \cdot C_R}}$ ; (Eq.III.13)

- un deuxième pic  $f_{rés3} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_Q + L_R) \cdot \left(\frac{C_Q \cdot C_R}{C_Q + C_R}\right)}}$  (Eq.III.14)

où  $(L_Q, R_Q, C_Q)$  sont les paramètres du modèle d'interrupteur et  $(L_R, R_R, C_R)$  proviennent de la modélisation RLC série du condensateur de résonance.

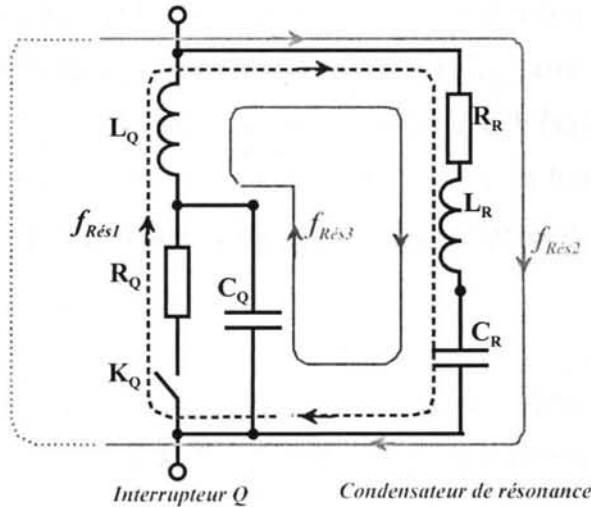


Figure 54 Chemins pour les résonances haute fréquence

Dans le cas  $C_Q \ll C_R \Rightarrow C_Q \cdot C_R / (C_Q + C_R) \approx C_Q$  et la troisième résonance  $f_{rés3} \approx f_{résHF}$  (mise en évidence pendant l'étude sur les paramètres du condensateur  $C_R$ ).

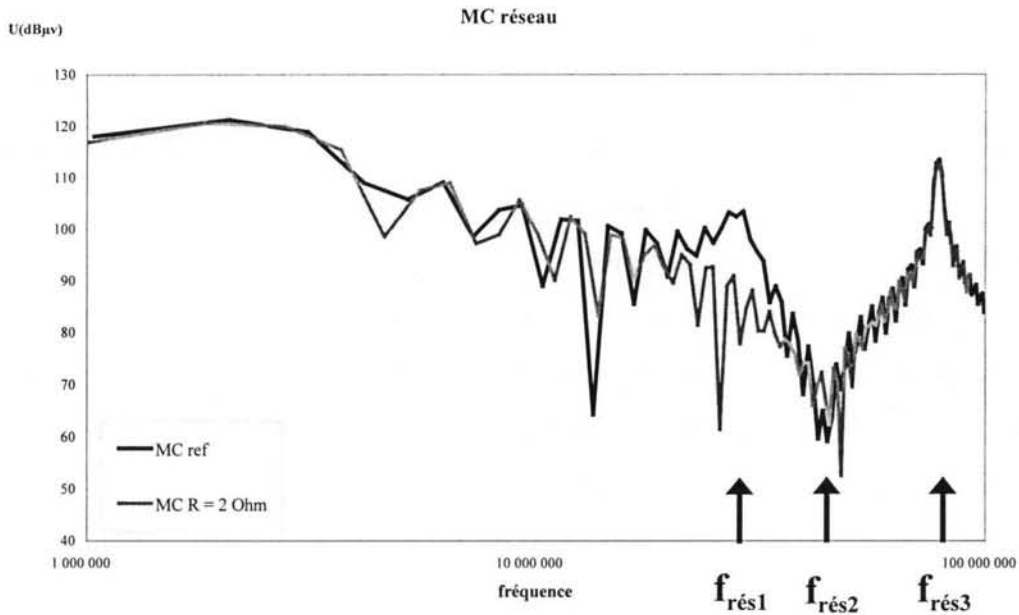
Pour le cas de **référence** ( $C_Q = 220\text{pF}$ ;  $L_Q = 12\text{nH}$ ;  $C_R = 1.48\text{nF}$ ;  $L_R = 9\text{nH}$ ), les trois résonances sont :

$$f_{rés1} = 28.6\text{MHz}; f_{rés2} = 43.6\text{MHz}; f_{rés3} = 79.3\text{MHz}.$$

A partir de ces observations nous sommes en mesure d'expliquer les résultats obtenus en modifiant les paramètres de l'interrupteur.

Nous illustrons les conséquences de la variation  $R_Q = 300\text{m}\Omega \rightarrow 2\Omega$ , avec un seul spectre (MC vers le réseau Figure 55), en sachant que sur les trois autres les effets sont similaires. Nous constatons le fait que l'augmentation de la résistance entraîne non seulement un réajustement de la fréquence de fonctionnement ( $f_0 = 0.921\text{MHz}$ ) à cause des pertes plus élevées, mais aussi un premier pic plus amorti. Ceci s'explique par le fait que ce pic correspond à la

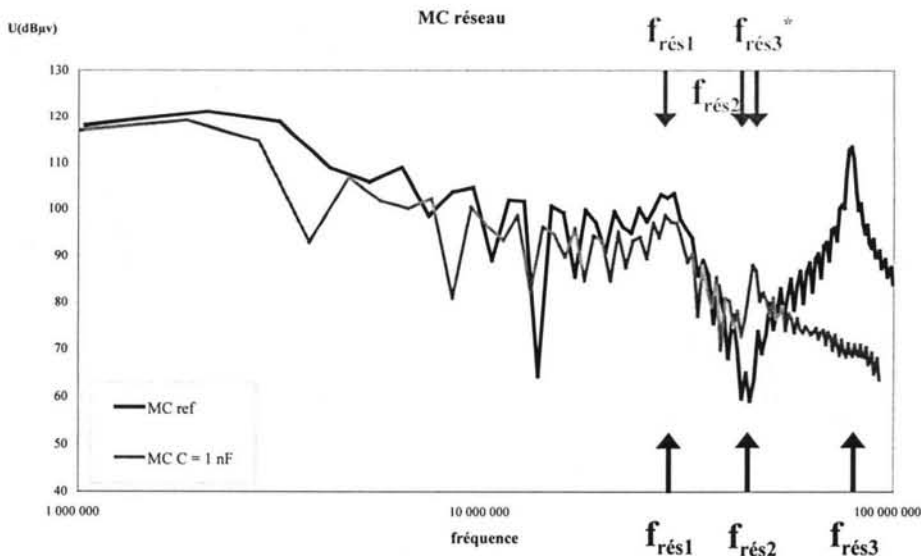
résonance  $f_{rés1}$  qui a un chemin (Figure 54) qui comprend aussi la résistance  $R_Q$  dont la valeur a été augmentée.



**Figure 55** MC (RSIL réseau): Influence de la résistance  $R_Q$  (modèle interrupteur)

De même, il est normal que ce changement ne modifie pas les fréquences de résonance et n'entraîne pas non plus une atténuation du deuxième pic ( $f_{rés3} = 79.3\text{MHz}$  - Figure 55) dont le chemin ne contient pas  $R_Q$  (Figure 54).

Si nos allégations sur les résonances sont justes, une variation de  $C_Q$  ( $220\text{pF} \rightarrow 1\text{nF}$ ) ne devrait pas avoir de conséquence sur les deux premières résonances ( $f_{rés1}$ ,  $f_{rés2}$ ), car  $C_Q$  intervient seulement dans la formule (Eq.III.14) qui concerne la troisième résonance ( $f_{rés3}$ ).



**Figure 56** MC (RSIL réseau): Influence de la capacité  $C_Q$  (modèle interrupteur)

Le calcul nous donne pour cette résonance une valeur estimée de  $f_{rés3}^* = 44.9\text{MHz}$  (pour  $C_Q = 1\text{nF}$ ) par rapport à la valeur de référence  $f_{rés3}^* = 79.3\text{MHz}$  (pour  $C_Q = 220\text{pF}$ ). Pour vérifier cette estimation, nous examinons le spectre MC vers le réseau (Figure 56).

En effet, nous constatons que  $f_{rés1}, f_{rés2}$  n'ont pas changé (comme prévu). Nous observons aussi un deuxième pic qui correspond à une fréquence supérieure, mais proche de  $f_{rés2}$ . Il s'agit effectivement de la troisième résonance ( $f_{rés3}^* = 44.9\text{MHz}$ ) qui se situe maintenant à une fréquence proche de celle du creux ( $f_{rés2}$  restée à  $43.6\text{MHz}$ ).

Une autre conséquence de la variation  $C_Q$  ( $220\text{pF} \rightarrow 1\text{nF}$ ) est le fait qu'une telle valeur, devenue comparable avec celle de  $C_R$  ( $1.48\text{nF}$ ) modifie la résonance qui fixe le point de fonctionnement. En conséquence il n'est pas étonnant que la fréquence de fonctionnement change ( $f_0 = 0.922\text{MHz}$ ). Le point de fonctionnement étant modifié d'une manière essentielle, les écarts en amplitude observés sur toute la gamme de fréquence (Figure 56) sont tout à fait légitimes.

En ce qui concerne l'influence de l'inductance  $L_Q$ , les formules (Eq.III.12, Eq.III.14) nous indiquent que des changements sont à attendre pour les résonances qui fixent les deux pics :

$$L_Q = 50\text{nH} \Rightarrow f_{rés1}^* = 17.0\text{MHz} \quad ; \quad f_{rés3}^* = 47.34\text{MHz};$$

$$L_Q = 100\text{nH} \Rightarrow f_{rés1}^{**} = 12.5\text{MHz} \quad ; \quad f_{rés3}^{**} = 34.8\text{MHz}.$$

En même temps, le point de fonctionnement ne devrait pas changer, vu le fait que ce paramètre n'intervient pas d'une manière directe et significative sur le fonctionnement global du convertisseur.

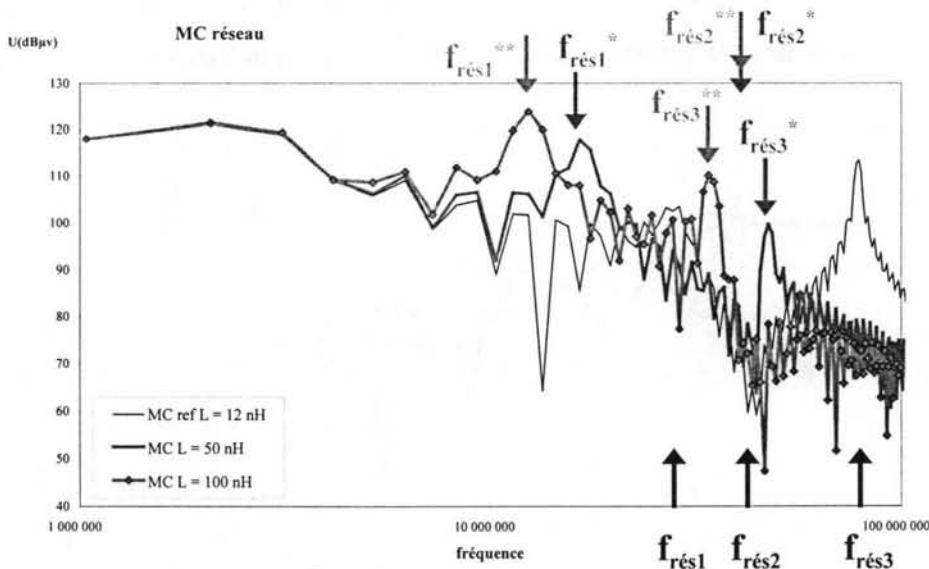


Figure 57 MC (RSIL réseau): Influence de l'inductance  $L_Q$  (modèle interrupteur)

Encore une fois nos déductions sont confirmées par les résultats, ce qui peut être constaté, par exemple, sur les deux spectres représentés (MC vers l'alimentation Figure 57- et MD vers la charge - Figure 58).

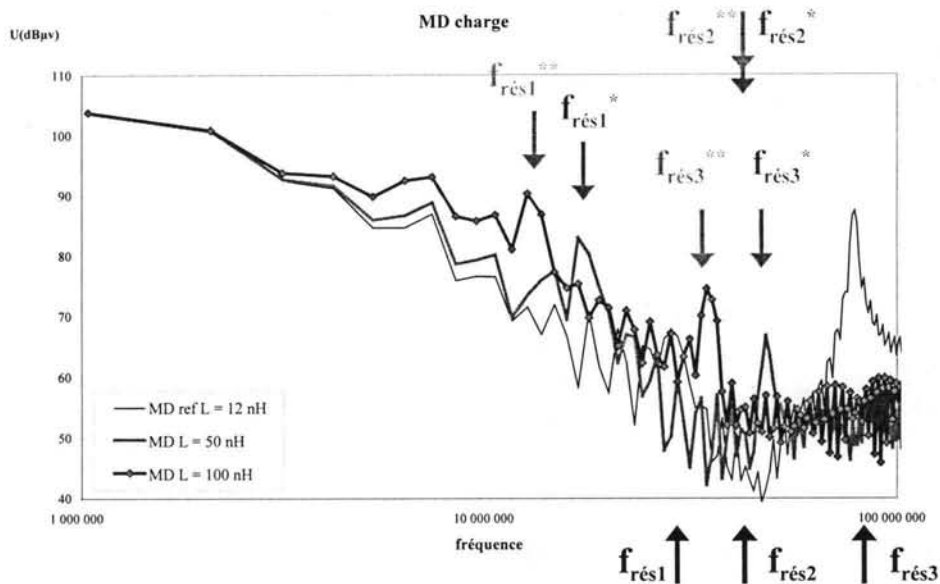


Figure 58 MD (RSIL charge): Influence de l'inductance  $L_Q$  (modèle interrupteur)

### Diode (D) et CALC

Le modèle de **référence** correspond aux valeurs :  $C_D = 350\text{pF}$  ;  $R_D = 8\text{m}\Omega$  (pour la diode) et  $R_{\text{SNB}} = 22\Omega$  ;  $C_{\text{SNB}} = 500\text{pF}$  (pour le CALC).

Pour une variation  $R_D$  ( $8\text{m}\Omega \rightarrow 0.5\Omega$ ), il y a un changement significatif de la fréquence de fonctionnement ( $f_0 = 0.880\text{MHz}$ ), mais sans répercussions sur les spectres ni vers l'alimentation, ni au secondaire, vers la charge. Une augmentation de la capacité  $C_D$  ( $350\text{pF} \rightarrow 1\text{nF}$ ) engendre de légers changements seulement dans une gamme de fréquence autour de  $10\text{MHz}$ .

Enfin, nous avons calculé des spectres pour une configuration *sans circuit d'aide à la commutation*.

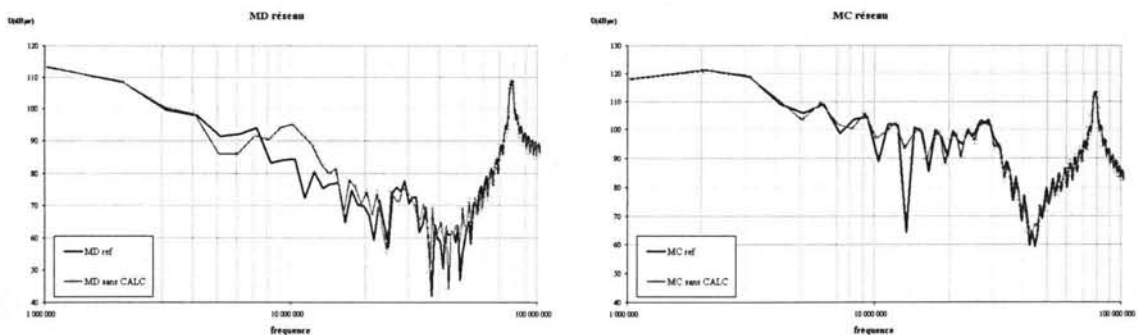


Figure 59 MD et MC (RSIL réseau): Influence du CALC

En ce qui concerne les perturbations vers l'alimentation (Figure 59), aucune influence n'est à signaler pour le MC. Par contre, une majoration du spectre MD vers le réseau peut être observée autour de 10MHz.

Vu qu'il s'agit d'un changement au secondaire, des effets plus significatifs sont à signaler sur les spectres des perturbations vers la charge, toujours pour des fréquences proches de 10MHz.

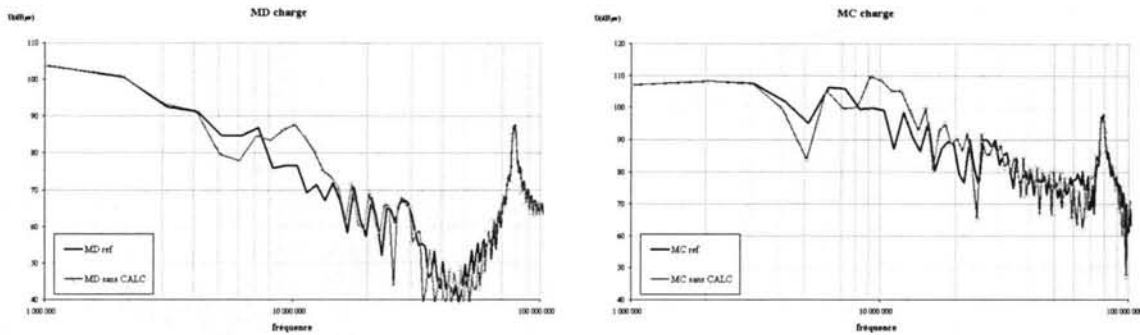
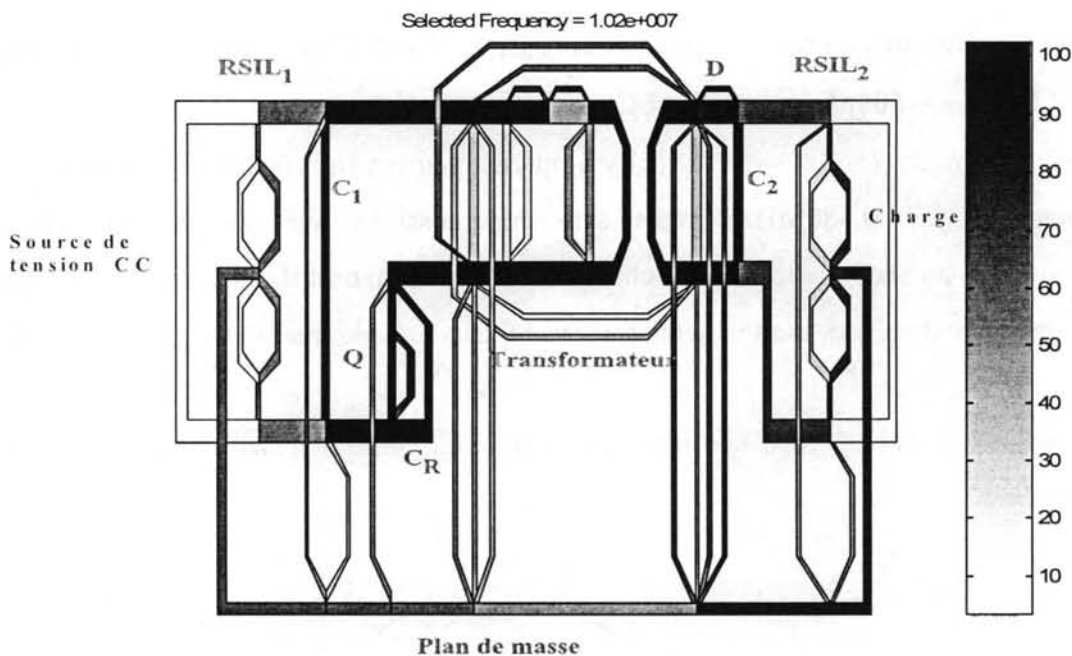


Figure 60 MD et MC (RSIL charge): Influence du CALC

Une analyse avec des "cartes" amplitude/phase des courants nous permet de constater que pour une fréquence de 10.2MHz, sans CALC, il s'agit d'une résonance qui met en œuvre (côté charge) le secondaire du transformateur, le condensateur de sortie ( $C_2$ ) et la diode (D) qui est à l'origine de ce phénomène.



Fréquence Sélectionnée = 10.2 MHz

Figure 61 Flyback résonant: La carte "amplitude" des courants pour  $f = 10.2\text{MHz}$

Toujours sur la "carte amplitude" des courants (Figure 61), nous observons que le phénomène, dont l'origine est au secondaire, a une image au primaire à travers le couplage inductif. Ceci explique le fait d'avoir observé ce pic sur le spectre MD vers la source.

Pour ce qui est du MC, les perturbations se rebouclent seulement vers la charge, vraisemblablement à cause d'un couplage capacitif primaire/secondaire trop faible encore à cette fréquence. Ce couplage capacitif faible explique l'absence de tout impact de ce phénomène sur le spectre MC vers la source (Figure 59).

Il faut noter aussi que la présence (ou l'absence) du CALC n'a aucune influence sur les résonances HF (Figure 59, Figure 60), ce qui confirme le fait qu'il s'agit de phénomènes qui font intervenir des éléments du circuit primaire uniquement.

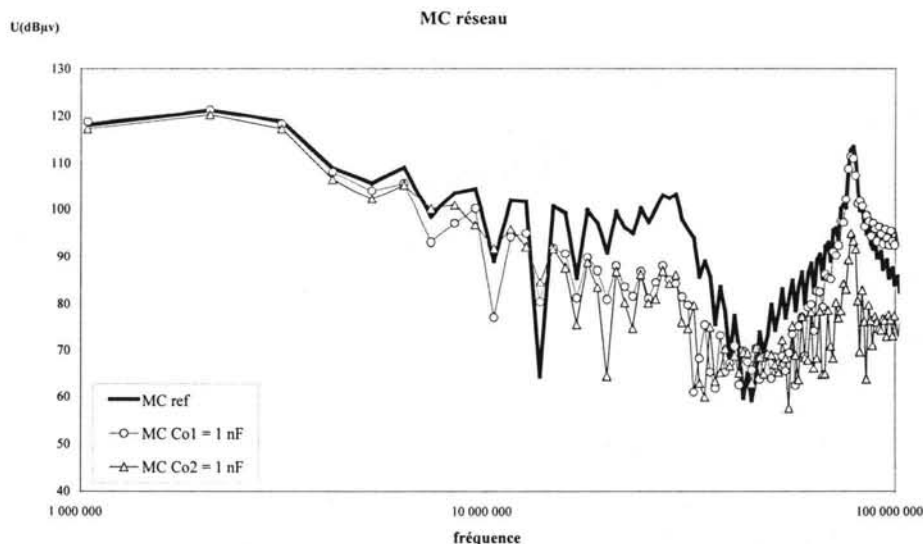
### Capacités parasites vers le plan de masse

Une dernière analyse concerne la susceptibilité des perturbations par rapport aux capacités parasites entre les pistes et le plan de masse ( $C_{01}$ ,  $C_{02}$ ,  $C_{03}$ ,  $C_{04}$ ,  $C_{05}$ ,  $C_{06}$ . - Figure 34). Vu que ces capacités sont foncièrement liées au "design" du circuit imprimé, ces éléments, dans un certain domaine de valeurs, peuvent être imposés d'une manière relativement indépendante. Comme pour les autres éléments, nous avons calculé les spectres en faisant varier les paramètres jusqu'à des valeurs (bien que des fois assez loin de la réalité) qui puissent mieux nous éclairer sur leurs répercussions.

Pour les capacités entre les pistes en entrée du convertisseur et le plan de masse, nous analysons l'influence des variations :

$$C_{01}=57.6\text{pF} \rightarrow 1\text{nF}; C_{02}=19.2\text{pF} \rightarrow 1\text{nF} ;$$

Les variations imposées aux capacités parasites  $C_{01}$ ,  $C_{02}$  mettent en évidence des aspects contradictoires en fonction de la gamme de fréquence et du type de perturbations MD/MC.



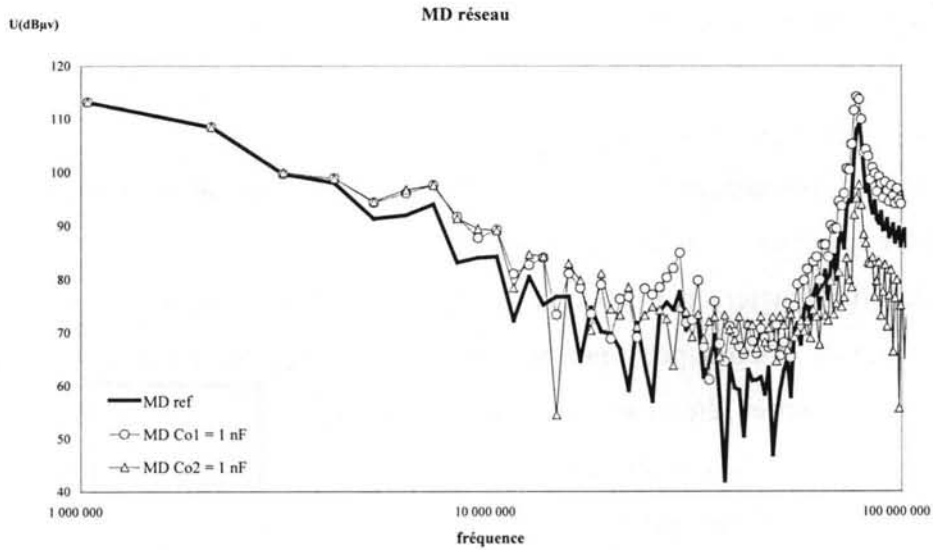
**Figure 62** MC (RSIL réseau): Influence des capacités parasites  $C_{01}$ ,  $C_{02}$

Nous pouvons ainsi constater (Figure 62) le fait que l'augmentation de la capacité  $C_{01}$  a un effet bénéfique pour des fréquences intermédiaires sur le spectre MC vers l'alimentation, entraîne



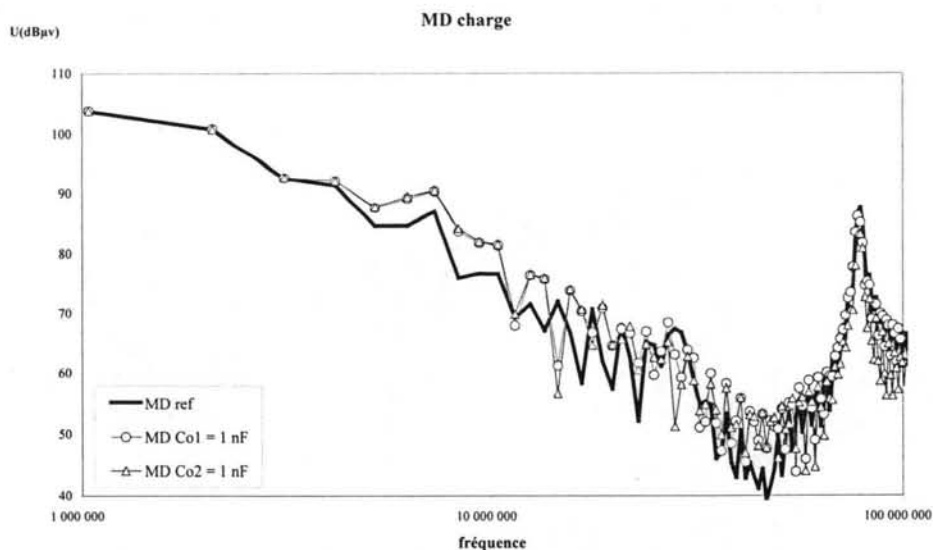
aussi une diminution du premier pic HF, sans pour autant influencer le deuxième pic HF. Sur le même spectre (MC vers le réseau), une augmentation de la capacité  $C_{02}$  engendre en plus une réduction de l'amplitude pour le pic autour de 79MHz.

Néanmoins, augmenter les deux capacités parasites intensifie le spectre MD vers l'alimentation pour des fréquences intermédiaires (Figure 63). Cependant, en HF, sur le dernier pic, une valeur plus grande de  $C_{02}$  diminue toujours le spectre MD.



**Figure 63** MD (RSIL réseau): Influence des capacités parasites  $C_{01}$ ,  $C_{02}$

Enfin, sur les spectres vers la charge (Figure 64) on constate une augmentation surtout pour des fréquences intermédiaires (autour de 10MHz).



**Figure 64** MD (RSIL charge): Influence des capacités parasites  $C_{01}$ ,  $C_{02}$

Prouver scientifiquement ces influences n'est pas aisée pour plusieurs raisons. D'une part les valeurs que nous avons imposées pour les capacités sont relativement élevées (1nF), ce qui

fait que, pour une fréquence de fonctionnement  $f_0 \approx 1\text{MHz}$ , l'impédance de ces capacités devient comparable avec celle du bras du RSIL ( $50\Omega$ ). Il est clair que nous avons ainsi introduit des chemins de retour pour le MC qui vont détourner une partie de ces perturbations, au moins pour les fréquences intermédiaires. D'autre part, les chemins de propagation des perturbations se retrouvent encore plus compliqués, ce qui réduit la possibilité de faire des raisonnements simples, vu aussi le fait qu'il s'agit souvent d'influences entrecroisées entre les phénomènes. Par exemple, il est encore facile d'expliquer l'atténuation du pic HF plutôt à cause de  $C_{02}$ . Vu les effets sur le MD et sur le MC (vers le réseau), on peut déduire que la capacité  $C_{02}$  intervient directement dans le déroulement du phénomène de résonance HF. Ce qui n'est pas le cas de  $C_{01}$  qui est plus "loin" de l'origine du phénomène et qui, par conséquent, justifie le fait qu'on ne distingue pas une quelconque influence en HF.

Malheureusement, il nous est moins commode d'expliquer le fait que les deux capacités suscitent une hausse des spectres MD pour des fréquences autour de 10MHz. En utilisant les "cartes" amplitude/phase, nous constatons que le phénomène de résonance qui correspond à cette fréquence et dont l'origine (la commutation de la diode) se situe au secondaire est influencé (à travers le couplage inductif du transformateur) d'une manière significative par les nouveaux chemins de retour qui apparaissent suite à l'augmentation des valeurs des capacités  $C_{01}$  ou/et  $C_{02}$ . Cette hypothèse est étayée par l'augmentation constatée vers la charge pour les spectres MD/MC et seulement en MD vers l'alimentation, ce qui est la caractéristique d'un phénomène au secondaire dans les conditions d'un couplage capacitif faible entre les deux circuits (primaire/secondaire) et d'un couplage inductif important.

En ce qui concerne la capacité parasite entre le collecteur de l'interrupteur et le plan de masse ( $C_{05}$ ), nous ne pouvons pas lui imposer des variations trop importantes sans perturber le point de fonctionnement. Pourtant, une variation  $C_{05} = 19.2\text{pF} \rightarrow 0.5\text{nF}$  est suffisante pour retrouver des effets importants surtout en MC (vers la source), car  $C_{05}$  est très proche de l'origine des perturbations MC (les commutations de l'interrupteur). Nous constatons aussi une augmentation du spectre MD vers la source, mais de moindre importance.

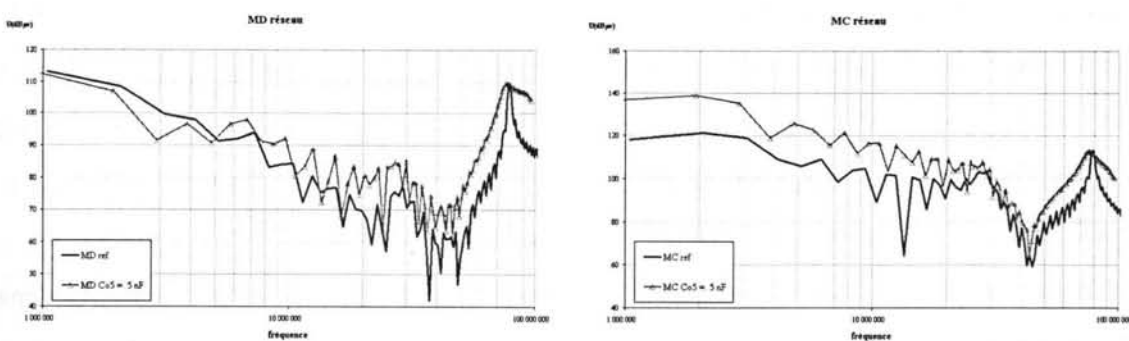


Figure 65 MD et MC (RSIL réseau): Influence de la capacité parasite  $C_{05}$

En ce qui concerne l'influence de  $C_{05}$  vers la charge, elle est négligeable (Figure 66), sauf pour les résonances HF où on retrouve le reflet des phénomènes dont l'origine est au primaire et qui ont subi les modifications déjà constatées sur les spectres MD/MC vers l'alimentation.

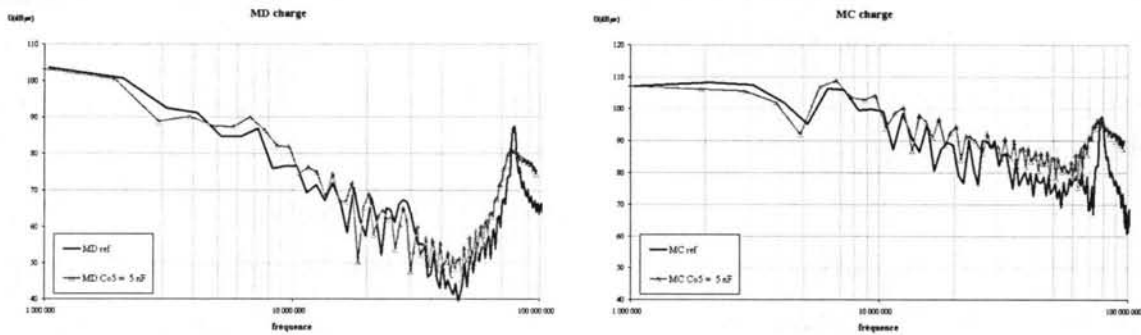


Figure 66 MD et MC (RSIL charge): Influence de la capacité parasite  $C_{05}$

En ce qui concerne les capacités parasites entre les pistes du secondaire et le plan de masse ( $C_{03}$ ,  $C_{04}$ ,  $C_{06}$ ), il faut souligner qu'elles n'ont pratiquement aucune influence sur le MC vers la source.

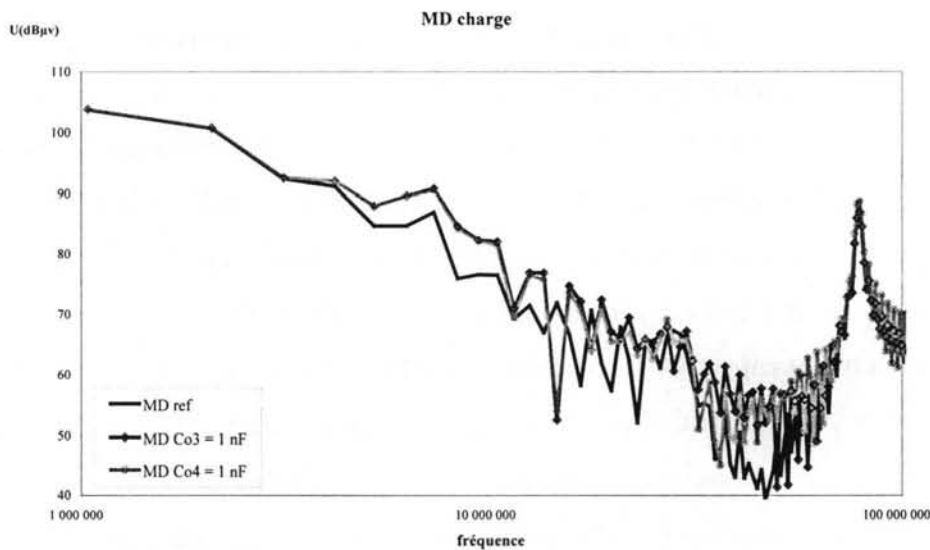
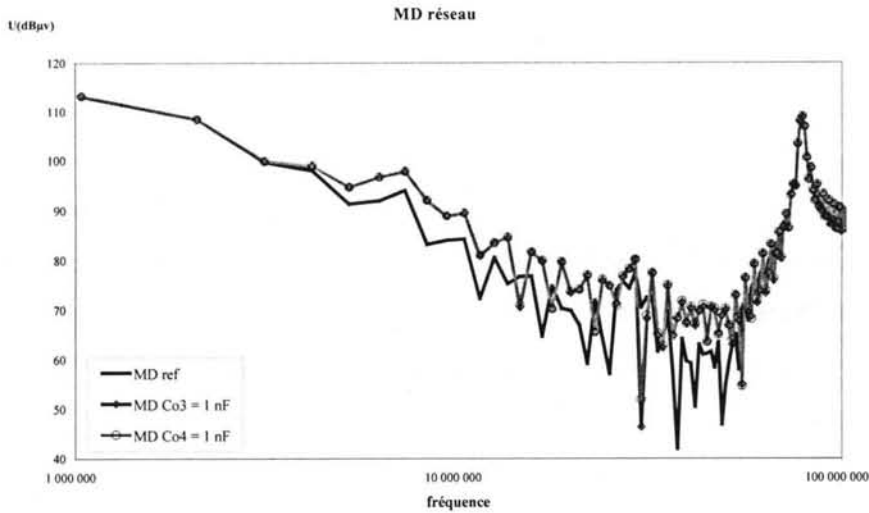


Figure 67 MD (RSIL charge): Influence des capacités parasites  $C_{03}$ ,  $C_{04}$

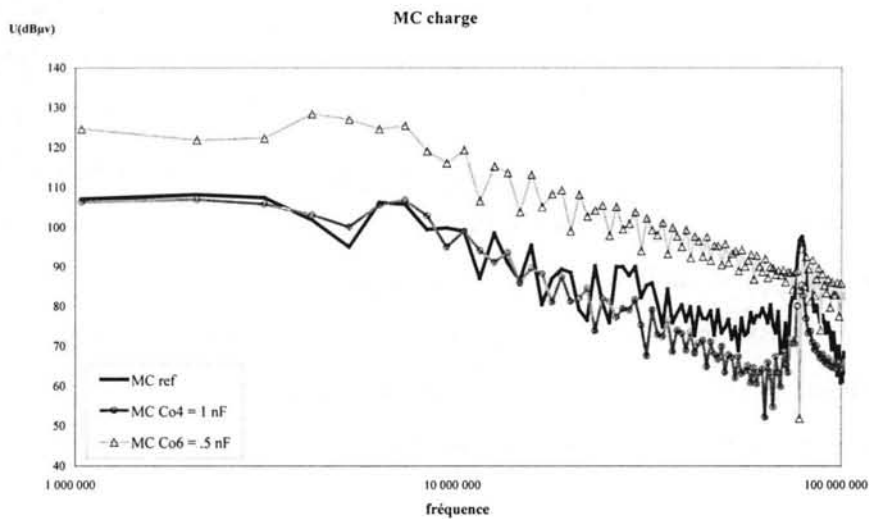
Par contre, il est évident que des variations comme :  $C_{03}=19.1\text{pF} \rightarrow 1\text{nF}$  ou  $C_{04}=20.3\text{pF} \rightarrow 1\text{nF}$  modifient les phénomènes dont l'origine est au secondaire et qu'on a "localisé" dans le domaine fréquentiel autour de 10MHz. En effet, il s'avère que les spectres des perturbations conduites vers la charge sont susceptibles à ces variations précisément pour les fréquences intermédiaires (Figure 67). Toujours à cause d'un couplage inductif fort qui permet aux phénomènes du circuit secondaire (primaire) d'avoir une image MD dans le circuit primaire (secondaire), même pour des fréquences moins élevées, l'influence des capacités se retrouve dans le spectre de MD vers la source (Figure 68).



**Figure 68** MD (RSIL réseau): Influence des capacités parasites  $C_{03}$ ,  $C_{04}$

Enfin, une variation de la capacité entre la cathode de la diode et le plan de masse :

$C_{06}=9.5\text{pF} \rightarrow 100\text{pF}$  n'a aucun effet sur les spectres MD/MC vers la source. En plus ce changement n'est pas en mesure d'influencer le MD vers la charge.



**Figure 69** MC (RSIL charge): Influence des capacités parasites  $C_{06}$ ,  $C_{04}$

Néanmoins, l'influence sur le MC vers la charge est amplifiée par la proximité avec la source de perturbation du secondaire (la diode  $D$ ) et peut être constatée sur toute la gamme de fréquence (Figure 69). En effet, une valeur élevée de cette capacité assure un chemin privilégié (de faible impédance) pour le retour des perturbations MC vers la charge, des perturbations qui dans cette configuration passent par le RSIL en tant que perturbations de MC. Au contraire, une valeur élevée de  $C_{04}$  assure (surtout en HF) un retour (à travers  $C_{06}$ ) des perturbations engendrées par la diode, qui restent ainsi confinées en dehors du chemin qui traverse le RSIL (côté charge).

## III.5. CONCLUSION

Les applications étudiées nous donnent maintenant un meilleur aperçu du domaine d'application optimal de la méthode proposée avec ses avantages et ses inconvénients.

Le principal inconvénient est celui de la surévaluation des formes d'onde pendant la commutation et l'absence de possibilité de maîtriser la forme d'onde durant la commutation. Il en découle qu'une étude de leur influence sur les perturbations conduites n'est pas possible, car pendant ces phases le comportement des interrupteurs ne peut être représenté qu'à l'aide d'éléments qui varient en fonction de certains paramètres électriques du système. Néanmoins, la technique proposée nous garantit une bonne précision pour une grande partie de la gamme de fréquences concernée par les normes CEM en conduit. En plus, pour des configurations de mesures normatives, un calcul aisé du régime permanent constitue toujours un avantage indéniable.

Si nous avons pu penser que la méthode se limiterait aux convertisseurs en commutation forcée, il s'est avéré qu'il y a des cas où cette technique avec quelques aménagements peut être utilisée avec succès même pour un mode de fonctionnement en commutation naturelle. Pour employer avec réussite cette démarche dans le cas de commutations naturelles, il faut qu'elles soient assez espacées sur une période temporelle et dans un nombre raisonnable pour qu'on puisse les calculer avec une vitesse de convergence acceptable à l'aide d'un algorithme d'optimisation. Bien sûr, cette procédure demande une première approximation pour démarrer l'algorithme, qui peut découler d'une étude théorique sur un modèle global et simplifié du circuit ou enfin d'un point de fonctionnement mesuré.

Une fois franchi l'obstacle qui consiste à trouver les commutations naturelles, notre démarche avec des modèles élémentaires pour les interrupteurs s'avère plus précise pour ce type de convertisseur, car dans ces cas le comportement intrinsèque du semiconducteur est peu marqué pendant les commutations.

Il faut souligner le fait que la "cartographie" des amplitudes et des phases des courants a montré son intérêt en tant qu'outil d'aide à la réflexion, autant pour les applications simples, que pour celles plus complexes.

Finalement, de part ses avantages en termes de rapidité assortie d'une précision raisonnable, prouvés sur des applications d'électronique de puissance de taille et complexité moyennes, la méthodologie proposée semble trouver son créneau dans le cadre spécifique de l'analyse CEM des perturbations conduites. Plus précisément, dans le contexte CEM, la "méthode fréquentielle" paraît le mieux répondre aux demandes de l'étude et du dimensionnement de tout élément passif du convertisseur en particulier ou de plusieurs en même temps, comme c'est le cas dans la conception du filtrage.

## CHAPITRE IV. CONCEPTION DU FILTRAGE CEM

### TABLE DE MATIERES

#### IV.1. INTRODUCTION

#### IV.2. PRINCIPES DE BASE

*IV.2.1. Filtrage avec un condensateur inséré en parallèle sur la charge*

*IV.2.2. Filtrage avec une inductance insérée en série entre la source et la charge*

*IV.2.3. Filtres d'ordre supérieur*

*IV.2.4. Considérations générales sur les stratégies de filtrage basées sur la modélisation MC/MD*

*IV.2.4.1. Stratégies de filtrage en Mode Différentiel*

*IV.2.4.2. Stratégies de filtrage en Mode Commun*

#### IV.3. DIMENSIONNEMENT D'UN FILTRE CEM AVEC UNE METHODOLOGIE BASEE SUR DES SOURCES DE PERTURBATIONS MD/MC

#### IV.4. OPTIMISATION DIRECTE

*IV.4.1. Méthode d'optimisation utilisée*

*IV.4.1.1 Fonction objectif*

*IV.4.1.2 Algorithme d'optimisation*

*IV.4.2. Dimensionnement d'un filtre CEM par optimisation directe*

*IV.4.2.1. Considérations préliminaires ; mise en pratique de la méthodologie*

*IV.4.2.2. Résultats et observations sur le traitement numérique*

*IV.4.2.3. Validation des solutions et conclusion*

#### IV.5. CONCLUSION



#### IV.1. INTRODUCTION

En général, les émissions qu'elles soient conduites ou rayonnées sont largement au-dessus des limites imposées par les normes. Dans ces cas là, il est indispensable d'employer des filtres dont le rôle serait de désadapter l'impédance de la source et celle de la charge. Plus particulièrement, les filtres CEM doivent assurer une désadaptation maximale des sources de perturbations et des charges – les victimes de ces perturbations.

L'analyse et la conception des filtres en électronique de puissance posent des problèmes différents de ceux abordés dans la théorie des filtres en télécommunication. Cela est lié surtout aux sources et aux impédances variables que tout système avec des éléments en commutation fait apparaître.

En raison de la nature des signaux et des phénomènes, les filtres CEM sont généralement des structures passe-bas. Ainsi le concepteur est appelé à trouver la solution la plus économique qui devra en principe entraîner une forte atténuation dans la gamme concernée par les normes (150kHz - 30MHz) tout en assurant le transfert de puissance qui se fait plutôt en basse fréquence.

#### IV.2. PRINCIPES DE BASE

Les approches proposées pour la conception d'un filtre CEM suivent pour la plupart les mêmes étapes. Une première étape consiste à faire une analyse (basée sur des simulations ou/et des mesures) du système sans filtre. Les résultats sont comparés avec les limites imposées par les normes et on en déduit par soustraction une atténuation minimale pour le filtre. Ayant précisé en quelque sorte les performances souhaitées, l'étape suivante est une synthèse de filtre avec à terme le choix d'une structure. Malheureusement, les performances des filtres en termes d'atténuation sont profondément liées aux valeurs des impédances d'entrée et de sortie qui sont variables et de nature différente dans le cas d'un convertisseur d'électronique de puissance.

Nous allons rappeler quelques notions de base concernant le filtrage à l'aide d'un seul élément. Cette analyse élémentaire nous montre les principes qui doivent guider les choix structurels, l'influence des valeurs des impédances d'entrée et de sortie et celle des éléments parasites des constituants du filtre sur la qualité du filtrage. Pour cela on considère un circuit électrique (Figure 1) composé d'une source ( $V_G$ ) avec une impédance interne non négligeable ( $Z_G$ ) et d'une charge ( $Z_{CH}$ ).



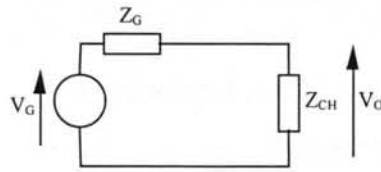


Figure 1 Circuit électrique avant le filtrage

Les performances d'un filtre sont définies de la manière suivante:

- estimation de la tension  $V_O$  sans filtre :  $V_O = \frac{Z_{CH}}{Z_G + Z_{CH}} V_G$ ;
- estimation de la tension  $V$  aux bornes de la charge en présence du filtre;
- évaluation de l'atténuation  $A$  (dB) :  $A = 20 \log \left( \left| \frac{V_O}{V} \right| \right)$ .

Un meilleur filtrage est donc caractérisé par une valeur plus élevée de l'atténuation.

#### IV.2.1. Filtrage avec un condensateur inséré en parallèle sur la charge

Pour un filtrage avec un élément capacitif en parallèle sur la charge (Figure 2), la tension aux

bornes de la charge a la valeur :  $V_C = \frac{Z_{CH} Z_C}{Z_G (Z_C + Z_{CH}) + Z_{CH} Z_C} V_G$ .

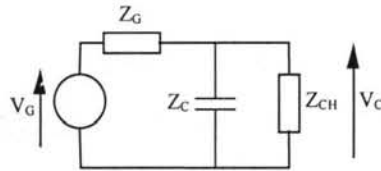


Figure 2 Filtrage avec un élément capacitif en parallèle

L'expression pour calculer l'atténuation est donc :

$$A = 20 \log \left( \left| \frac{V_O}{V_C} \right| \right) = 20 \log \left( \left| \frac{\frac{Z_{CH}}{Z_G + Z_{CH}} V_G}{\frac{Z_{CH} Z_C}{Z_G (Z_C + Z_{CH}) + Z_{CH} Z_C} V_G} \right| \right) = 20 \log \left( \left| 1 + \frac{1}{Z_C} \frac{Z_{CH} Z_G}{Z_G + Z_{CH}} \right| \right) \quad (\text{Eq.IV.1})$$

ce qui pour un condensateur idéal devient

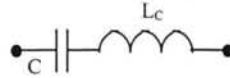
$$A = 20 \log \left( \left| 1 + pC Z_{par} \right| \right) \quad (\text{Eq.IV.2})$$

où  $Z_{par}$  est la résistance équivalente de la mise en parallèle de l'impédance du générateur et de la charge.

Nous remarquons plusieurs choses:

- pour des impédances  $Z_G$  et  $Z_{CH}$  fixées, le filtrage est meilleur pour des valeurs de  $C$  élevées;
- pour une valeur donnée de  $C$ , le filtrage est meilleur pour des valeurs plus grandes de  $Z_{par}$ ;
- les performances du filtre en termes d'atténuation sont dépendantes des valeurs de  $Z_G$ ,  $Z_{CH}$ .

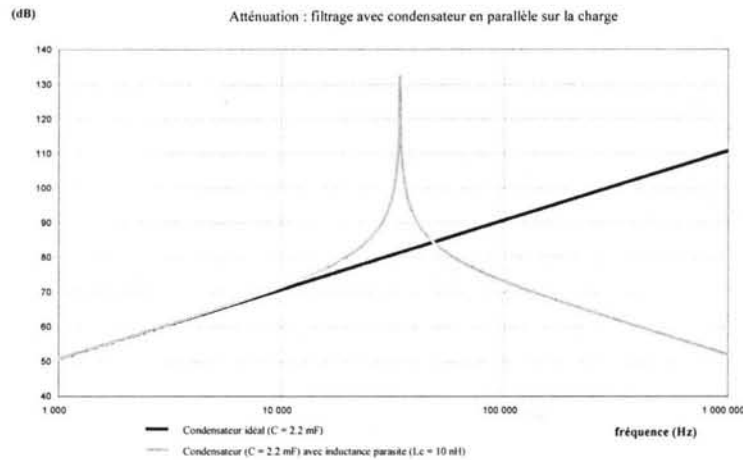
En réalité, la capacité n'est jamais idéale ne serait ce que par le câblage qui fait qu'un modèle correct du condensateur aura toujours une inductance parasite série ( $L_C$  - Figure 3).



**Figure 3** Elément capacitif de filtrage avec l'inductance parasite

Dans ce cas  $Z_C = \frac{1}{pC} + pL_C$  et

$$A = 20 \log \left( \left| 1 + \frac{Z_{par}}{Z_C} \right| \right) = 20 \log \left( \left| 1 + \frac{pC}{1 + p^2 C L_C} Z_{par} \right| \right) \quad (\text{Eq.IV.3})$$



**Figure 4** Atténuation : condensateur (en parallèle avec la charge) avec / sans inductance parasite

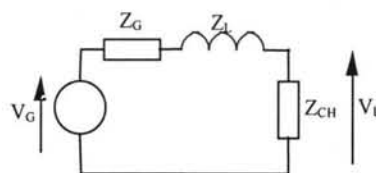
Pour montrer l'influence des éléments non intentionnels, nous avons représenté (Figure 4) l'atténuation pour le filtrage avec un condensateur idéal ( $C = 2.2 \text{ mF}$ ) et celle obtenue en prenant en compte l'inductance parasite ( $L_C = 10 \text{ nH}$ ), dans le cas  $Z_G = Z_{CH} = 50 \Omega$ .

On constate que pour des fréquences élevées, l'élément de filtrage prend un caractère prépondérant inductif, ce qui pour la configuration donnée (parallèle), entraînera une diminution de l'atténuation.

#### IV.2.2. Filtrage avec une inductance insérée en série entre la source et la charge

Dans le cas d'un filtrage avec un élément inductif en série (Figure 5), la tension aux bornes de

la charge a pour expression :  $V_L = \frac{Z_{CH}}{Z_G + Z_{CH} + Z_L} V_G$ .



**Figure 5** Filtrage avec un élément inductif en série

L'atténuation est dans ce cas :

$$A = 20 \log \left( \left| \frac{V_o}{V_L} \right| \right) = 20 \log \left( \left| \frac{\frac{Z_{CH}}{Z_G + Z_{CH}} V_G}{\frac{Z_{CH}}{Z_G + Z_{CH} + Z_L} V_G} \right| \right) = 20 \log \left( \left| 1 + \frac{Z_L}{Z_G + Z_{CH}} \right| \right). \quad (\text{Eq.IV.4})$$

Pour une inductance parfaite, l'atténuation du filtre est :

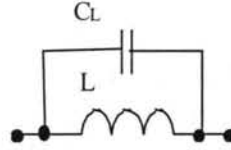
$$A = 20 \log \left( \left| 1 + \frac{pL}{Z_{ser}} \right| \right) \quad (\text{Eq.IV.5})$$

où nous avons noté avec  $Z_{ser}$  la résistance équivalente série des impédances du générateur et de la charge.

Nous observons que :

- pour  $Z_G$  et  $Z_{CH}$  données, le filtrage est d'autant meilleur que  $L$  est élevée;
- pour une valeur fixée de  $L$ , le filtrage est meilleur pour des valeurs petites de  $Z_{ser}$ ;
- l'atténuation est fonction de  $Z_G, Z_{CH}$ .

Une fois de plus il y a une limitation des performances due aux effets parasites. Le modèle d'inductance doit tenir compte des capacités inter - spires ( $C_L$  -Figure 6).



**Figure 6** Élément inductif de filtrage avec capacité parasite

Dans ce cas  $Z_L = \frac{pL}{1 + p^2 LC_L}$  et

$$A = 20 \log \left( \left| 1 + \frac{Z_L}{Z_{ser}} \right| \right) = 20 \log \left( \left| 1 + \frac{pL}{1 + p^2 LC_L} \frac{1}{Z_{ser}} \right| \right) \quad (\text{Eq.IV.6}).$$

Ainsi pour des fréquences élevées, l'élément de filtrage devient prépondérant capacitif, ce qui pour la configuration série provoque toujours une diminution de l'atténuation.

Pour conclure, si les deux impédances ( $Z_G, Z_{CH}$ ) sont toutes les deux faibles,  $Z_{par}$  et  $Z_{ser}$  sont faibles, donc un bon filtrage peut être réalisé avec une inductance en série. Si les  $Z_G, Z_{CH}$  ont toutes les deux des valeurs élevées,  $Z_{par}$  et  $Z_{ser}$  ont à leur tour des valeurs élevées, donc pour avoir une bonne atténuation on doit utiliser un condensateur en parallèle avec la charge. Cependant il arrive souvent que les impédances du générateur et de la charge aient des valeurs très différentes. Dans ce cas il est fort probable que  $Z_{par}$  (qui est de l'ordre de grandeur de la plus faible des impédances) soit trop petite et que  $Z_{ser}$  (qui est comparable avec l'impédance la plus élevée) soit trop grande. Par conséquent, pour qu'un filtrage soit efficace, il faudrait utiliser des éléments de filtrage en dehors des gabarits raisonnables.

### IV.2.3. Filtrés d'ordre supérieur

Considérons un circuit de faible impédance  $Z_G$  ( $1\text{m}\Omega$ ) et forte impédance  $Z_{CH}$  ( $1\text{k}\Omega$ ). La source et la charge sont déjà désadaptées, mais cela ne suffit pas et nous avons besoin d'un filtre.

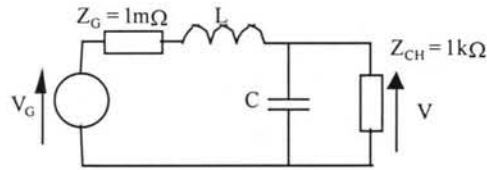


Figure 7 Filtre de deuxième ordre pour  $Z_G$  faible et  $Z_{CH}$  élevée

Pour désadapter encore plus, une solution est d'utiliser deux éléments de filtrage (Figure 7) – une inductance en série avec l'impédance de faible valeur et un condensateur en parallèle avec l'impédance élevée. Cela pour "élever" l'impédance équivalente du côté de l'impédance faible et "baisser" l'impédance équivalente de la partie de circuit avec une impédance élevée afin d'assurer une configuration plus efficace en termes d'atténuation, vu que les impédances équivalentes des deux parties du circuit ont été rendues comparables. La solution duale est envisageable pour le cas où  $Z_G \gg Z_{CH}$  (Figure 8) :

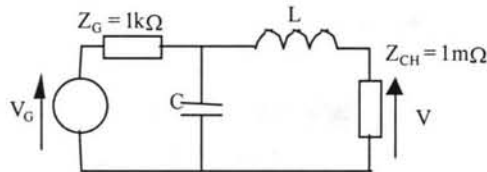


Figure 8 Filtre de deuxième ordre pour  $Z_G$  élevée et  $Z_{CH}$  faible

Si les gabarits pour  $L$  et  $C$  restent trop importants, des filtres d'ordre supérieur doivent être utilisés. Il est évident que pour les situations où il y a déséquilibre entre  $Z_G$  et  $Z_{CH}$ , il faudra utiliser plutôt des filtres d'ordre pair.

Les filtres d'ordre impair sont à envisager pour diminuer les gabarits des éléments de filtrage pour des  $Z_G$  et  $Z_{CH}$  comparables (Figure 9).

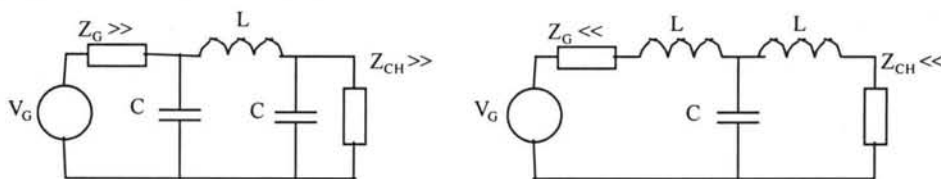
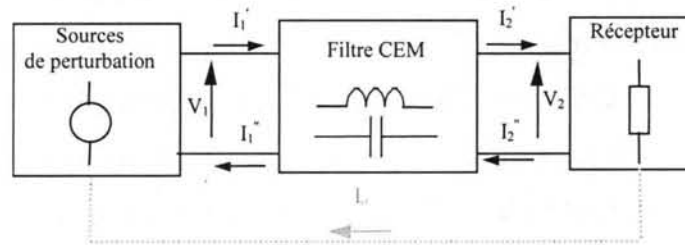


Figure 9 Filtrés d'ordre impair pour  $Z_G$  et  $Z_{CH}$  comparables

On constate donc (Eq.IV.1, Eq.IV.4) le fait que l'atténuation est étroitement liée aux valeurs des impédances  $Z_G$ ,  $Z_{CH}$ . Si l'analyse est basée sur la modélisation avec des sources de perturbations de côté du convertisseur, l'impédance de sortie sera celle du réseau qui est en réalité variable. Une étude dans une configuration de mesure normative a comme récepteur le

RSIL, donc du côté de l'impédance de "charge" il n'y aura pas trop d'ambiguïtés. Pour ce qui est de l'impédance d'entrée, elle devrait être représentée par l'impédance interne du générateur de perturbations\*.

Des méthodes ont été proposées pour caractériser le comportement du filtre avec les techniques des quadripôles pour ensuite calculer l'atténuation qu'il assurera une fois introduit dans le circuit électrique. Cette démarche de caractérisation comportementale s'avère toutefois insuffisante pour une analyse plus rigoureuse, car dès qu'il y a des rebouclages de courants à prendre en compte ( $I_o \neq 0$  - Figure 10), on ne peut plus traiter le filtre comme un quadripôle (car  $I1' \neq I1''$  et  $I2' \neq I2''$ ).



**Figure 10** Modèle élémentaire pour le filtrage CEM

Il faut donc considérer le filtre comme un réseau à quatre terminaisons, dont la caractérisation demanderait un nombre beaucoup plus important de paramètres. Vu le fait que l'identification de ces paramètres mettrait en jeu des configurations complexes, en plus de la difficulté à interpréter ces paramètres, la technique n'est envisageable que pour une analyse élémentaire sur des schémas équivalents simples.

#### IV.2.4. Considérations générales sur les stratégies de filtrage basées sur la modélisation MC/MD

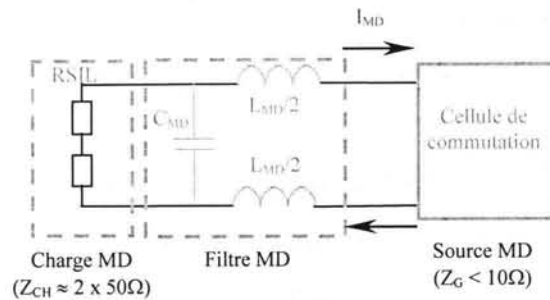
En rapport avec les principes de la décomposition des perturbations en mode commun et mode différentiel énoncés dans le premier chapitre, nous allons présenter les principales retombées de cette modélisation sur les stratégies de filtrage. Cette démarche dichotomique MC/MD, quoique "arbitraire" du point de vue mathématique, repose sur de solides considérations pratiques (Chapitre 1). C'est d'ailleurs pour ces raisons qu'elle s'est avérée être un outil quasi incontournable dans l'analyse CEM qualitative.

Nous allons donc présenter les principes qui guident les démarches considérant les sources de perturbations MC/MD et leurs impédances internes invariables par rapport à toute modification structurelle du système.

\* Sur la vraie nature de cette "impédance" et les conséquences en termes de précision d'une telle modélisation nous allons revenir en annexe A.8.

#### IV.2.4.1. Stratégies de filtrage en Mode Différentiel

Pour une configuration de mesure normative l'impédance de la charge est fixée par le RSIL. Elle varie donc pour les perturbations MD entre  $10\Omega$  et  $100\Omega$ . (Figure 11)

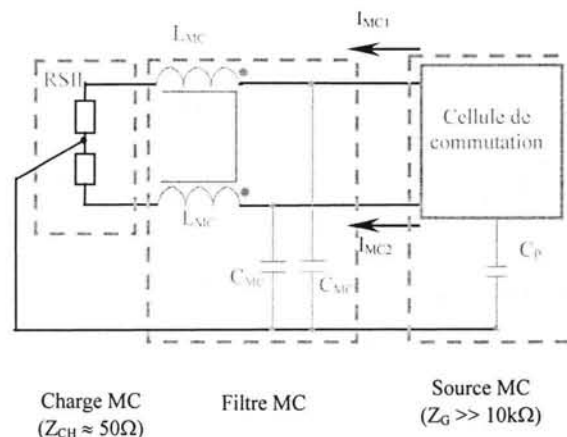


**Figure 11** Stratégie de filtrage MD

Pour ce qui est de l'impédance du générateur de perturbations MD, sa valeur est donnée en général par le condensateur de découplage, donc elle est faible ( $<10\Omega$ ) dans la gamme de fréquence de fonctionnement. L'impédance équivalente parallèle ( $Z_{par} = Z_G // Z_{CH}$ ) a donc une valeur faible et par conséquent un filtrage avec un seul élément capacitif en parallèle avec la charge n'est pas efficace. Pour filtrer le MD on utilise plutôt une inductance en série ( $L_{MD}$  - Figure 11). Si l'impédance du générateur MD est beaucoup moins importante que celle de la charge MD, on peut utiliser un filtre de deuxième ordre avec une inductance en série avec le générateur et une capacité en parallèle avec la charge ( $L_{MD}$  et  $C_{MD}$  - Figure 11).

Il faut noter que l'impédance  $L_{MD}$  qui assure aussi une partie de l'atténuation en MC peut être distribuée sur les deux conducteurs de puissance afin de ne pas déséquilibrer les chemins de mode commun.

#### IV.2.4.2. Stratégies de filtrage en Mode Commun

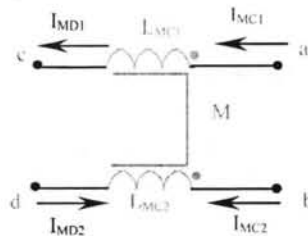


**Figure 12** Stratégie de filtrage MC

Dans ce cas (Figure 12) pour chaque fraction du courant de MC ( $I_{MC1}$  et  $I_{MC2}$ ) la charge est constituée principalement par un bras de RSIL, donc  $Z_{CH} \approx 50\Omega$ . L'impédance de la source de perturbations MC a, quant à elle, une valeur élevée ( $>10k\Omega$ ), car il s'agit avant tout de la capacité ( $C_P$ ) entre la cellule de commutation et la terre dont la valeur est autour de 100pF typiquement. Vu la grande différence entre  $Z_G$  et  $Z_{CH}$ , il est certain qu'un filtrage avec un seul élément n'est pas efficace. Nous devons donc utiliser une stratégie avec un élément inductif en série avec la charge (qui a une valeur relativement faible) et un élément capacitif en parallèle avec le générateur. Nous observons (Figure 12) qu'il y a deux chemins de MC à filtrer (qui correspondent à  $I_{MC1}$  et  $I_{MC2}$ ). La solution consiste à utiliser deux capacités ( $C_{MC1}$ ,  $C_{MC2}$ ) entre les conducteurs d'alimentation et le plan de référence (la terre) qui permettent un rebouclage des perturbations MC plus proche de la source MC. Les deux capacités peuvent aussi jouer le rôle de  $C_{MD}$  (Figure 11) cette fois-ci considérés en série par rapport à la propagation des perturbations MD. Il est à noter que la valeur de ces condensateurs (appelés aussi  $C_Y$ ) est limitée indirectement par les normes (IEC950 ou EN60950) qui concernent les valeurs admises pour les courants de fuite vers la terre. Leur action doit être complétée avec deux inductances sur les deux phases qui sont bobinées sur un même noyau magnétique de telle manière que pour le MC leur action est augmentée sans pour autant introduire une chute de tension supplémentaire pour le fondamental. La modélisation et le dimensionnement des tores de mode commun sont largement référencés [NAVE-91] et nous rappelons seulement le principe d'un tel dispositif.

Par rapport au *mode commun* (Figure 13) :

$$\begin{aligned} V_{ac} &= j\omega L_{MC1} I_{MC1} + j\omega M I_{MC2} \\ V_{bd} &= j\omega L_{MC2} I_{MC2} + j\omega M I_{MC1} \end{aligned}$$



**Figure 13** Comportement vis-à-vis du MC et du MD

Si on considère que le MC est équilibré ( $I_{MC1} \approx I_{MC2}$ ), que les deux inductances ont la même valeur ( $L_{MC}$ ) et que leur couplage est parfait ( $M \approx L_{MC}$ ) :

$$V_{ac} = j\omega(L_{MC} + M)I_{MC} \approx j\omega(2L_{MC})I_{MC} ; V_{bd} = j\omega(L_{MC} + M)I_{MC} \approx j\omega(2L_{MC})I_{MC}$$

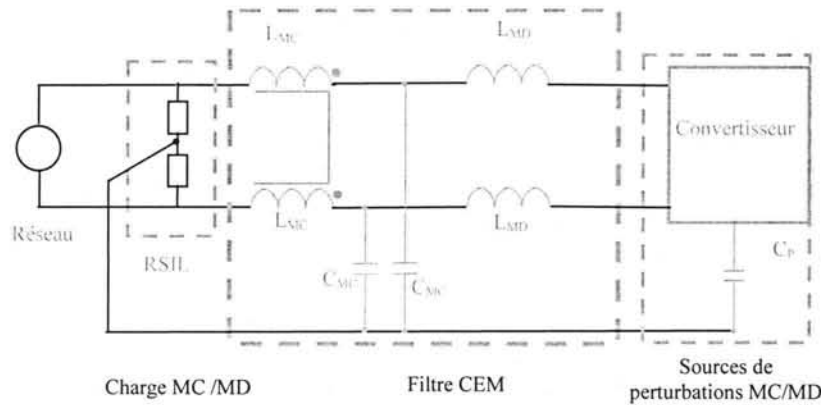
Concernant le *mode différentiel* (Figure 13) :

$$\begin{aligned} V_{ac} &= j\omega L_{MC1} I_{MD1} + j\omega M I_{MD2} \\ V_{db} &= j\omega L_{MC2} I_{MD2} + j\omega M I_{MD1} \end{aligned}$$

Toujours pour  $L_{MC1} = L_{MC2}$  et  $I_{MD1} = I_{MD2} = I_{MD}$  :

$V_{ac} = j\omega(L_{MC} - M)I_{MD} = j\omega L_F I_{MD}$  ;  $V_{db} = j\omega(L_{MC} - M)I_{MD} = j\omega L_F I_{MD}$  où  $L_F$  est l'inductance de fuite. Pour un couplage parfait ( $L_{MC} - M \approx 0$ ) il n'y a pas d'effet sur les courants MD.

Il faut aussi noter que l'inductance de fuite peut jouer un rôle dans le filtrage des perturbations de mode différentiel.

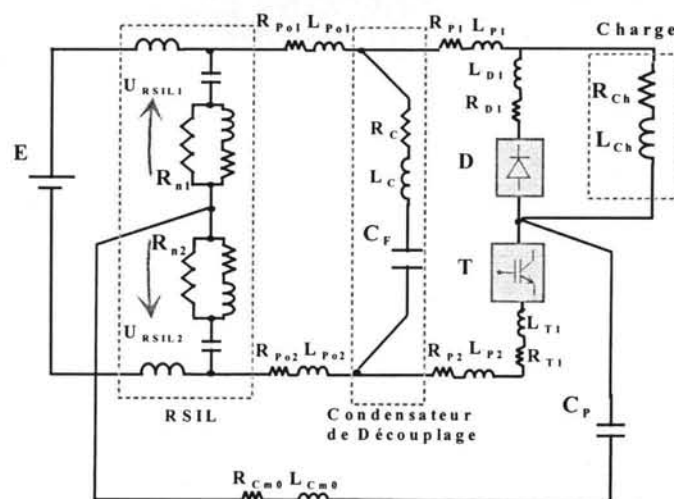


**Figure 14** Structure de filtre CEM pour les perturbations MD et MC

Une structure simple de filtre CEM qui assure le filtrage des perturbations de MD et de MC et celle présentée dans (Figure 14).

### IV.3. DIMENSIONNEMENT D'UN FILTRE CEM AVEC UNE METHODOLOGIE BASEE SUR DES SOURCES DE PERTURBATIONS MD/MC

Les techniques de dimensionnement basées sur la séparation des deux types de perturbations (MD/MC) suivent en principe les mêmes étapes. Pour illustrer cette technique, nous allons dimensionner un filtre CEM pour le hacheur série (Figure 15) en conduction continue (présenté dans le deuxième chapitre et en Annexe A.3.) en précisant les étapes qui doivent être suivies.



**Figure 15** Structure hacheur série



Une *première étape* consiste à évaluer le spectre des perturbations pour la structure sans filtre. Ceci peut être le résultat de :

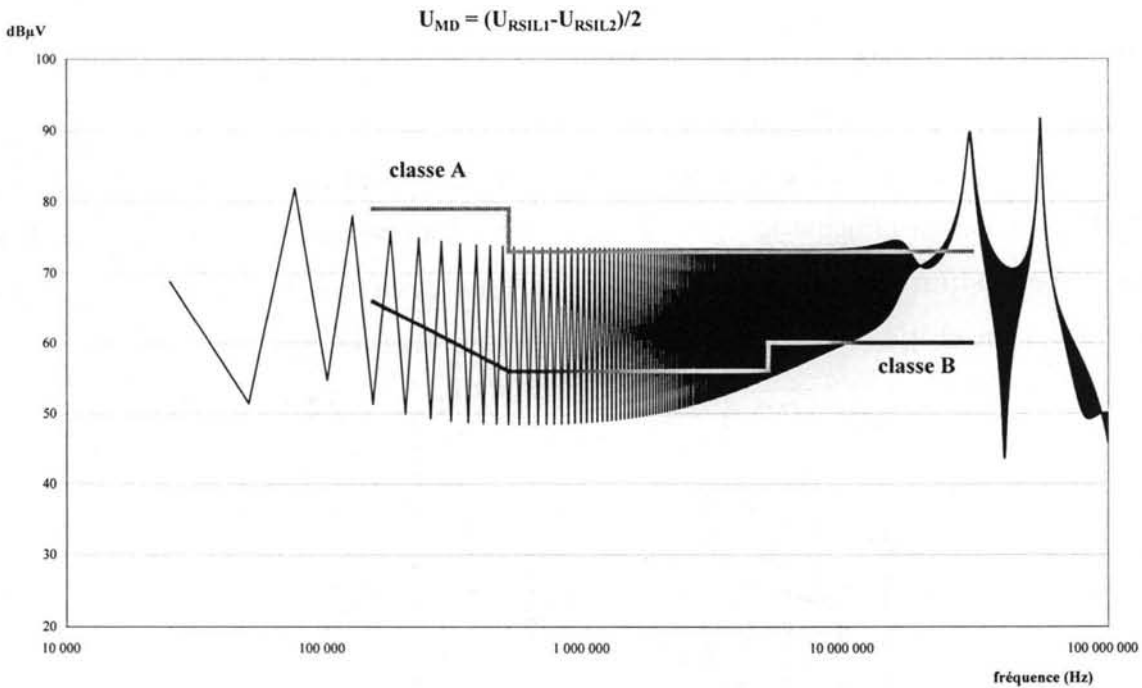
- mesures (si un prototype existe déjà) ;
- simulations (avec des logiciels dédiés à la simulation des circuits analogiques) ;
- calculs basés sur la formulation MD/MC et une description des sources de perturbations à partir des formes d'ondes issues de l'analyse globale du fonctionnement.

A l'issu de cette étape, on s'intéresse aux spectres qui sont censés donner une image des perturbations MD/MC :

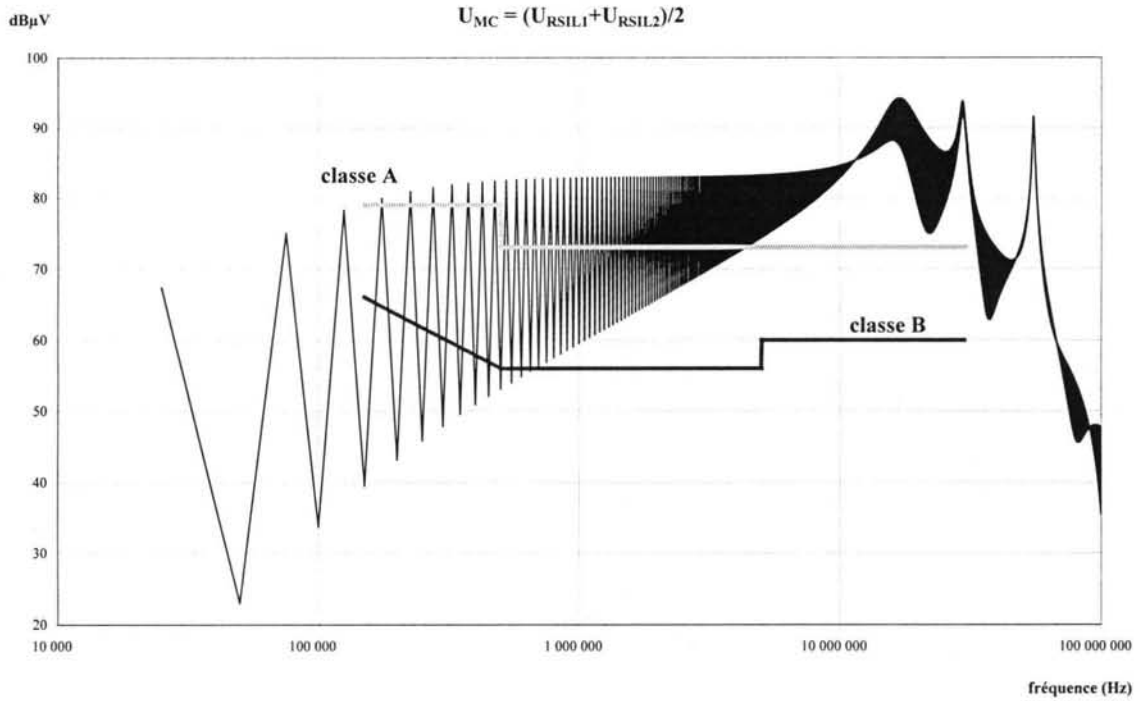
$$U_{MD} = \frac{U_{RSIL\_1} - U_{RSIL\_2}}{2}; U_{MC} = \frac{U_{RSIL\_1} + U_{RSIL\_2}}{2}$$

Comme nous l'avons souligné dans le premier chapitre, ces estimateurs des niveaux de perturbations MD/MC sont plus pertinents quand les deux composantes de mode commun sont équilibrées  $I_{MC1} \approx I_{MC2}$ .

Pour notre dimensionnement, nous partons du spectre calculé avec la méthode directe dans le domaine fréquentiel (Chapitre 2). Les deux spectres calculés de cette manière de même que les limites imposées par la norme CISPR22 (classe A et B) sont représentés dans (Figure 16),(Figure 17).



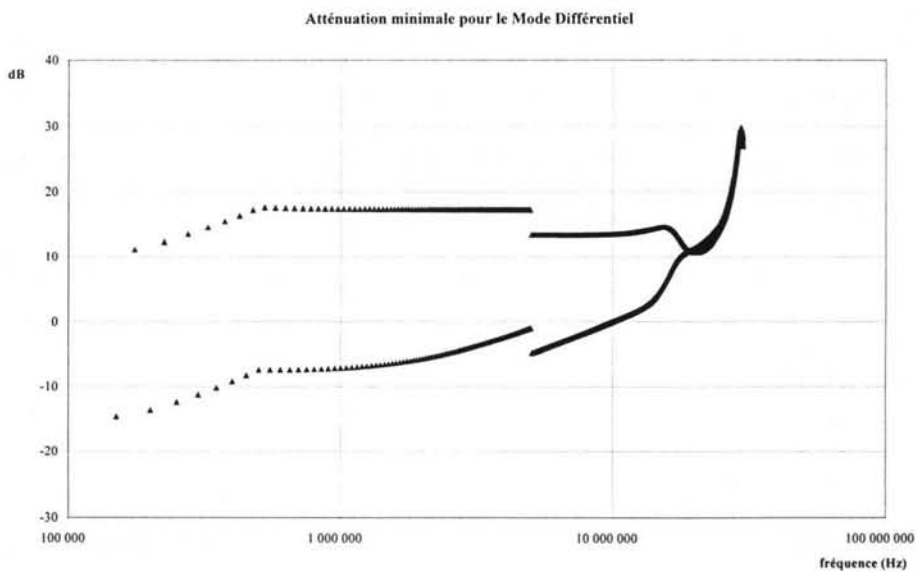
**Figure 16** Spectre calculé des perturbations MD pour le convertisseur sans filtre CEM



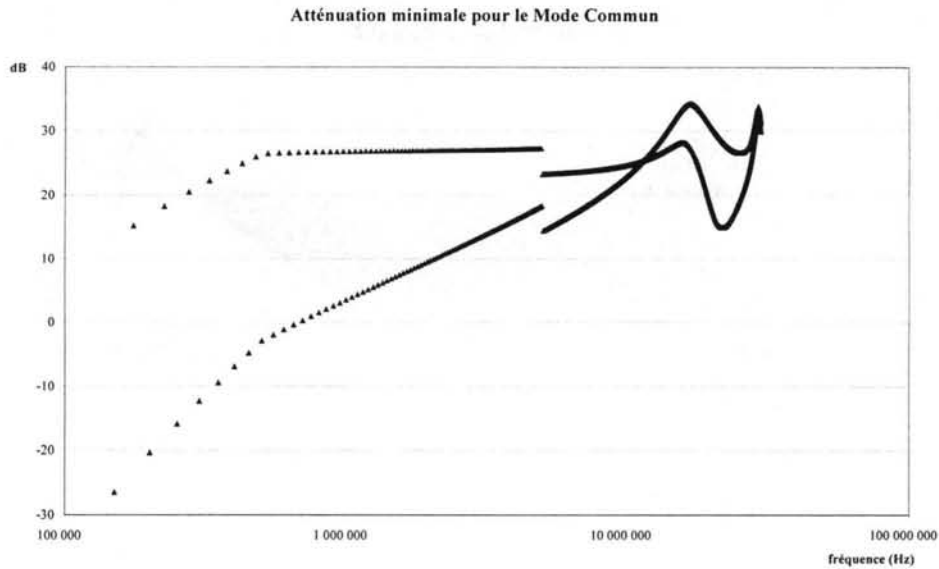
**Figure 17** Spectre calculé des perturbations MC pour le convertisseur sans filtre CEM

Nous voulons dimensionner le filtre pour que le convertisseur respecte les exigences de la classe B.

Pour cela il faut déterminer les performances minimales en termes d'atténuation des filtrages spécifiques aux deux types de perturbations. Afin de déduire cette atténuation minimale à réaliser, nous traçons (dans la gamme de fréquence concernée par la norme) les différences entre les spectres du bruit sans filtre et les limites imposées (Figure 18, Figure 19).



**Figure 18** Atténuation minimale pour le filtrage MD

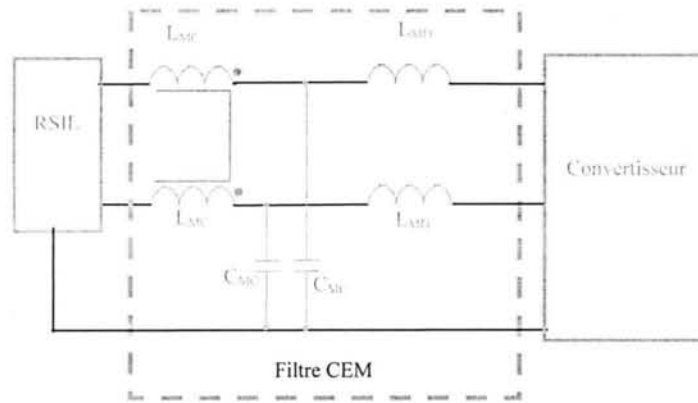


**Figure 19** Atténuation minimale pour le filtrage MC

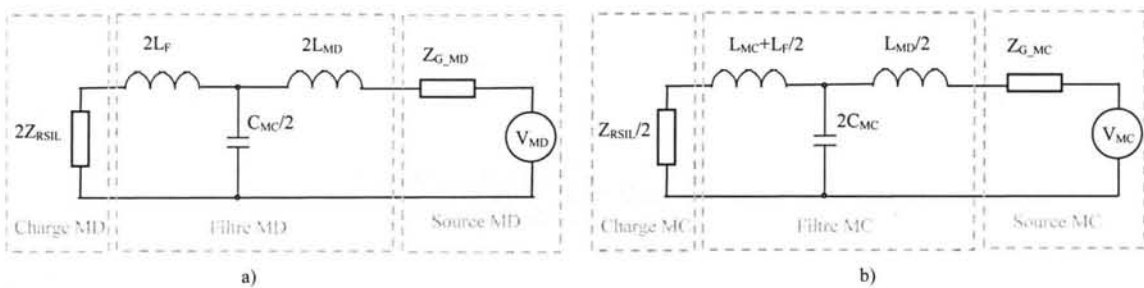
Nous pouvons résumer la situation de cette manière : le point de départ est une atténuation minimale à réaliser et on doit choisir des structures de filtrage spécifiques (MD/MC). Le dimensionnement va se faire en concordance avec les impédances d'entrée et de sortie et en rapport avec l'allure de l'atténuation désirée.

Dans la gamme de fréquence qui nous intéresse (celle concernée par la norme CISPR22) et pour les valeurs des éléments du modèle RLC série ( $C_F = 2.2\text{mF}$ ,  $L_C = 40\text{nH}$ ,  $R_C = 25\text{m}\Omega$ ) l'impédance du condensateur de découplage prend des valeurs entre  $25\text{m}\Omega$  et  $10\Omega$ . Dans une première approximation elle est considérée comme l'impédance de la source de MD, donc pour ces perturbations on est bien dans le cas  $Z_G \ll Z_{CH}$ . Pour le mode commun, la capacité équivalente  $C_P = 110\text{pF}$  impose en première approximation une impédance du générateur  $Z_G \gg Z_{CH}$ . Les considérations générales (exposées dans les paragraphes antérieurs) concernant les valeurs des impédances  $Z_G$ ,  $Z_{CH}$  dans les deux cas (MD/MC) restent valables pour la structure hacheur série. Par conséquent, nous envisageons d'utiliser une structure comme celle représentée dans (Figure 14).

Une fois la structure du filtre choisie, nous devons établir des schémas équivalents pour le MD et le MC à partir du schéma (Figure 20) où nous considérons des éléments parfaits et des chemins symétriques.

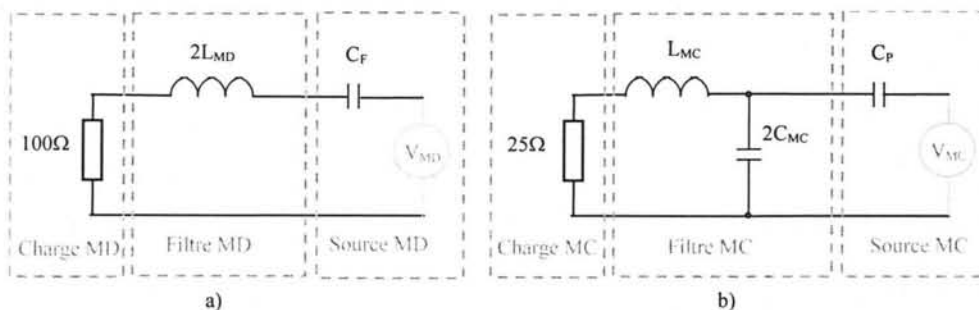

**Figure 20** Schéma simplifié RSIL - Filtre CEM - Convertisseur

La Figure 21 montre les circuits réduits utilisés pour analyser la propagation et le filtrage des perturbations de mode différentiel et de mode commun.


**Figure 21** Circuits équivalents pour étudier le filtrage MD (a) et MC (b)

Pour ce qui est du dimensionnement proprement dit, un soin particulier doit être porté sur le problème de la dépendance des performances du filtre avec les impédances d'entrée et de sortie. Les méthodologies proposées sont assez diverses et peuvent aller du calcul direct et itératif sur des schémas équivalents, en passant par des abaques tracés pour des configurations simples et jusqu'aux approches basées sur des approximations graphiques successives.

Pour simplifier encore l'analyse et le dimensionnement, nous négligeons l'influence de l'inductance de fuite  $L_F$  et des capacités  $C_{MC}$  sur le filtrage MD. Concernant le filtrage MC nous omettons l'action de  $L_F$  et l'effet de  $L_{MD}$ . En même temps, l'impédance d'un bras du RSIL est approchée avec la valeur de la résistance de mesure ( $50\Omega$ ).


**Figure 22** Circuits équivalents réduits pour dimensionner le filtrage MD (a) et MC (b)

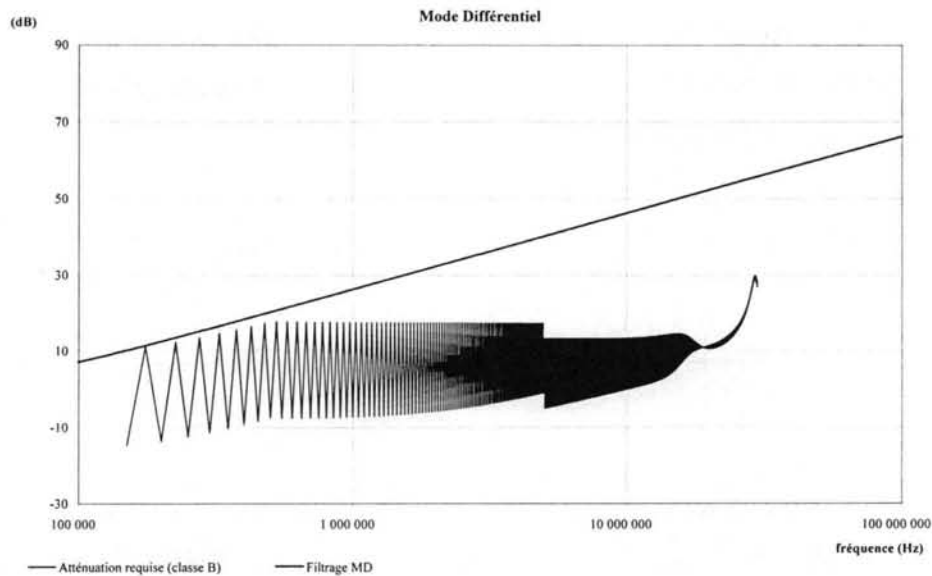
Dans ces conditions nous cherchons à trouver les valeurs de  $L_{MD}$ ,  $L_{MC}$  et  $C_{MC}$  à partir des schémas simplifiés (Figure 22) où nous avons considéré :

$$Z_{G\_MD} = 1/j\omega C_F \text{ et } Z_{G\_MC} = 1/j\omega C_P .$$

La valeur de l'inductance  $L_{MD}$  peut être fixée grâce à la démarche concernant l'insertion d'une inductance série entre la source et la charge (IV.2.2). L'atténuation pour le filtrage MD est :

$$A_{MD} = 20 \log \left( \left| 1 + \frac{j\omega(2L_{MD})}{Z_{CH\_MD} + Z_{G\_MD}} \right| \right) = 20 \log \left( \left| 1 + \frac{j\omega(2L_{MD})}{100 + 1/(j\omega C_F)} \right| \right) \quad (\text{Eq.IV.7}).$$

Pour assurer l'atténuation minimale requise pour les premières raies du spectre MD, une valeur de  $L_{MD} = 163\mu\text{H}$  semble suffire (Figure 23).



**Figure 23** Atténuation MD pour un dimensionnement élémentaire du filtre

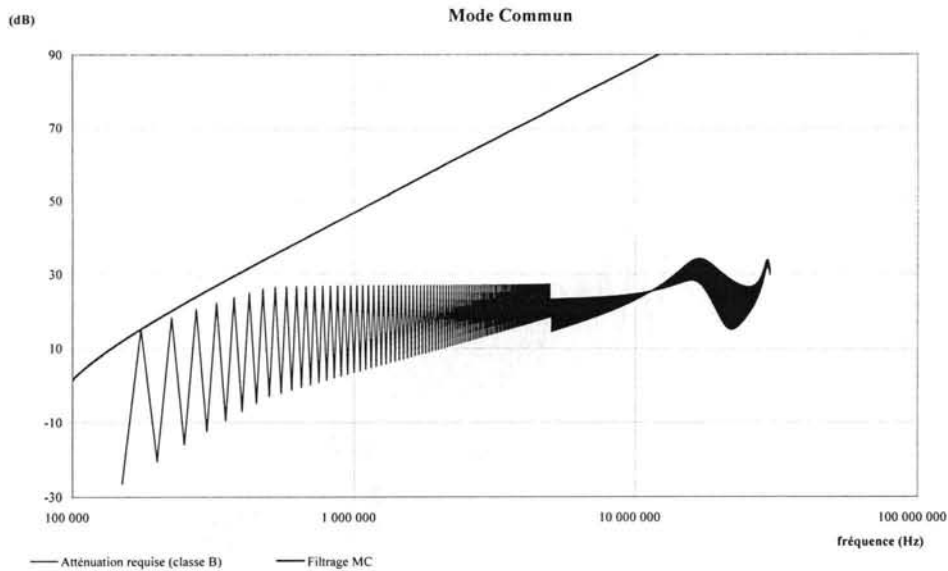
Ensuite nous cherchons à dimensionner les deux éléments ( $L_{MC}$ ,  $C_{MC}$ ) qui interviennent principalement dans le filtrage du bruit MC. Des calculs successifs à l'aide des formules (Eq.IV.8) sont nécessaires pour choisir une paire de valeurs optimale ( $L_{MC}$ ,  $C_{MC}$ ) qui assure l'atténuation demandée pour les perturbations MC.

$$A_{MC} = 20 \log \left( \left| \frac{Z_{G\_MC} + Z_P}{Z_{G\_MC} + Z_{CH\_MC}} \left( 1 + \frac{Z_{CH\_MC} + Z_{LMC}}{Z_Y} \right) \right| \right) \quad (\text{Eq.IV.8}).$$

où  $Z_{LMC} = j\omega L_{MC}$ ;  $Z_{G\_MC} = 1/(j\omega C_P)$ ;  $Z_{CH\_MC} = 25$ ;  $Z_Y = 1/(j\omega 2C_{MC})$ ;

$$Z_P = \frac{(Z_{CH\_MC} + Z_{LMC})Z_Y}{Z_{CH\_MC} + Z_{LMC} + Z_Y}$$

Comme pour le mode différentiel, nous avons fixé les valeurs des éléments par rapport aux premières raies, car dans cette modélisation il n'y a pas de phénomène critique dans une autre gamme de fréquence, qui puisse nécessiter un dimensionnement spécifique. Autrement dit, une fois qu'on a réglé le problème en basse fréquence, il n'y a plus de soucis pour le reste de la gamme de fréquence.



**Figure 24** Atténuation MC pour un dimensionnement élémentaire du filtre

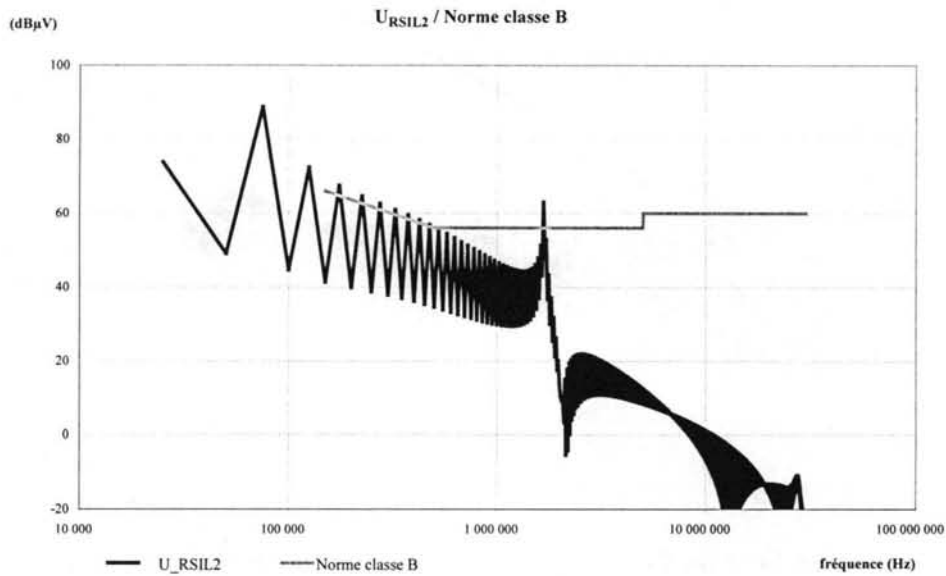
La Figure 24 montre l'atténuation obtenue - avec  $L_{MC} = 500\mu\text{H}$  ,  $C_{MC} = 5.5\text{nF}$  - qui suit les valeurs minimales requises pour les premières raies.

Malheureusement, toutes ces approches ont quelques inconvénients en commun. Ainsi, pour trouver les schémas équivalents (MC/MD), l'analyse n'est pas toujours aisée et elle reste spécifique pour chaque convertisseur et mode de fonctionnement. Non seulement les erreurs engendrées par la dichotomie MC/MD ne peuvent pas être estimées a priori, mais l'analyse pour déterminer les chemins spécifiques de propagation (MC/MD) devient vite difficile à gérer dès qu'on veut utiliser des modèles qui tiennent compte des imperfections des éléments. Or plusieurs études ([SCHEICH-93], [TIHANYI-95]) ont déjà montré que le calcul des perturbations conduites et par conséquent le dimensionnement des filtres CEM ne peuvent pas être réalisés avec une précision acceptable avec des modèles idéaux pour les composants passifs. Le concepteur est donc obligé de refaire un calcul ou une simulation avec les modèles complexes pour valider le dimensionnement du filtre.

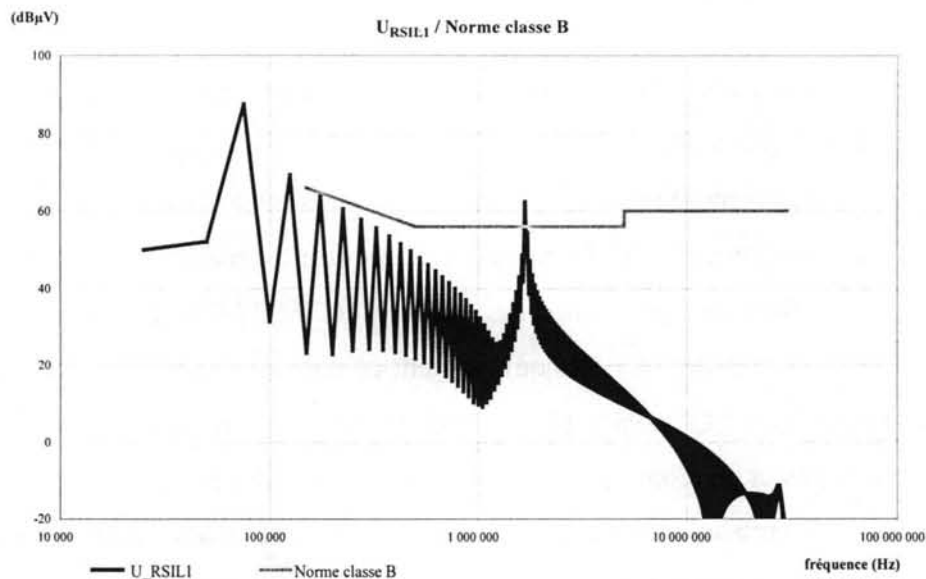
Nous avons donc procédé à une simulation PSpice de la structure avec les valeurs des éléments du filtre issues de ce premier dimensionnement. Nous avons rajouté des éléments parasites non intentionnels pour les chemins de propagations et pour les capacités  $C_{MC}$  .

Nous constatons (Figure 25) que le spectre obtenu pour la tension  $U_{RSIL2}$  dépasse la limite normative même pour les premières raies. Cela malgré le fait que nous avons dimensionné le filtre pour cette gamme de fréquence et que nous avons négligé les effets positifs (qui se traduisent par une augmentation de l'atténuation) de  $L_F$  et de  $C_{MC}$  sur le MD, respectivement celui de  $L_{MD}$  et de  $L_F$  sur le filtrage MC. En plus il y a un phénomène de résonance pour une

fréquence critique aux alentours de 1.67MHz qui entraîne un dépassement de la valeur limite du spectre pour les deux tensions  $U_{RSIL2}$ ,  $U_{RSIL1}$  (Figure 25, Figure 26).



**Figure 25** Filtrage (*premier dimensionnement*) :  $U_{RSIL2}$  (simulation PSpice) et la norme (classe B)



**Figure 26** Filtrage (*premier dimensionnement*) :  $U_{RSIL1}$  (simulation PSpice) et la norme (classe B)

A la lumière du nombre d'hypothèses simplificatrices et des erreurs conséquentes, une pratique très courante est celle d'imposer des atténuations majorées avec des marges de sûreté ce qui va forcément déboucher sur des sur-dimensionnements des éléments du filtre.

#### IV.4. OPTIMISATION DIRECTE

Plusieurs études ont déjà mis en évidence le fait que pour respecter les exigences en termes de CEM on est obligé de modifier les paramètres du convertisseur dans des directions qui entraînent une dégradation des performances fonctionnelles du système. Choisir une structure

et la dimensionner revient donc à trouver une solution optimale même si on n'utilise pas forcément un algorithme d'optimisation. En plus, à la lumière des considérations développées dans les paragraphes antérieurs, il est certain que tout dimensionnement sera réduit à un processus itératif. Nous avons constaté que la modélisation MC/MD peut engendrer des erreurs et que tout en restant un outil performant pour étudier les phénomènes, elle a des sérieux inconvénients quand il s'agit de faire une analyse quantitative.

La technique présentée dans le deuxième chapitre nous est apparue comme un compromis tout à fait raisonnable entre la précision dans la gamme de fréquence qui nous intéresse et la vitesse de calcul. Par conséquent, nous avons envisagé de considérer le dimensionnement du filtrage comme une optimisation directe basée sur le *calcul du spectre avec la méthode fréquentielle*. Ceci dit, les choix structurels et l'analyse des phénomènes peuvent toujours être faits avec une démarche de modélisation MC/MD ou à partir des informations recueillies en utilisant des outils comme les "cartes" décrites au deuxième chapitre.

Nous avons traité de cette manière le dimensionnement des éléments d'un filtre CEM, toujours pour un hacheur série en conduction continue.

#### IV.4.1. Méthode d'optimisation utilisée

Tout processus d'optimisation passe par deux étapes essentielles. La première consiste à construire d'une manière appropriée la fonction objectif dont l'extremum traduit les exigences pour qu'une solution soit acceptée. Dans une deuxième étape nous devons choisir et mettre à l'œuvre l'algorithme pour trouver l'optimum de la fonction objectif par rapport aux paramètres qui nous intéressent.

Du point de vue mathématique, le problème s'exprime de la manière suivante :

"Trouver  $\chi^*$  tel que :  $F_{obj}(\chi^*) = \min_{\chi \in X} F_{obj}(\chi)$  où la fonction objectif ( $F_{obj}$ ) est définie sur

$$\text{l'ensemble } X = \{\chi \in \mathfrak{R}^n : a \leq \chi \leq b\}"$$

Malgré le fait que la réflexion portant sur les deux aspects de la méthode d'optimisation ne peut pas être menée séparément, nous présentons la méthodologie utilisée suivant les deux étapes mentionnées.

##### IV.4.1.1 Fonction objectif

Le problème pratique que nous cherchons à résoudre est de réaliser un filtrage pour que le convertisseur respecte les normes CEM. Cette norme est exprimée en termes d'une *limite supérieure* pour le *spectre* des perturbations engendrées par l'équipement testé. Une variable



électrique est imposée par la norme comme *estimateur* de ce phénomène et une *gamme de fréquence* pour laquelle la limite supérieure est précisée. Donc du point de vue mathématique, cette limite est représentée comme une fonction de la fréquence ( $f$ ) discontinue et définie sur un sous-ensemble borné et unidimensionnel de  $\Re$ .

Notations:

- $\chi$  - le vecteur des paramètres ;
- $S(f, \chi)$  - le spectre de l'estimateur des perturbations conduites fonction de la fréquence ( $f$ ) et du vecteur des paramètres ( $\chi$ ) ;
- $LS(f)$  - la fonction qui décrit la limite supérieure demandée par la norme ;
- $I_{FR} = \{n \in \mathbb{N} \mid (nf_0) \in \text{gamme de fréquence spécifiée dans la norme}\}$ .

Il nous faut donc de trouver un ensemble de paramètres  $\chi^*$  tel que :

$$|S(nf_0, \chi^*)| < LS(nf_0), \quad \forall n \in I_{FR}. \quad (\text{Eq.IV.9.})$$

Nous considérons la fonction :

$$\sigma(f, \chi) = \begin{cases} |S(f, \chi)| - LS(f) & \text{pour } |S(f, \chi)| \geq LS(f) \\ 0 & \text{pour } |S(f, \chi)| < LS(f) \end{cases} \quad (\text{Eq.IV.10})$$

et la notation  $\sigma_n(\chi) = \sigma(nf_0, \chi)$ .

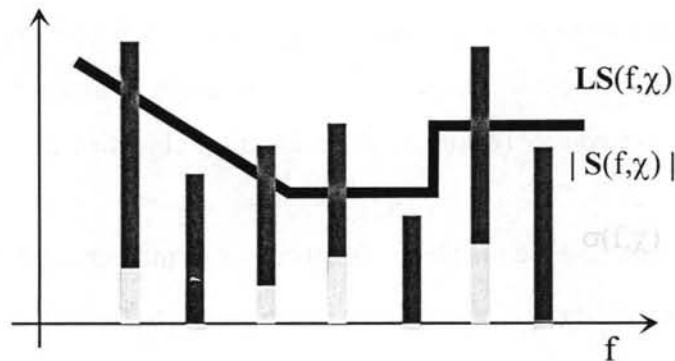


Figure 27  $|S(f, \chi)|, LS(f, \chi), \sigma(f, \chi)$

Nous pouvons envisager d'utiliser comme fonction objectif des expressions comme :

$$F_{obj}(\chi) = \sum_{n \in I_{FR}} \sigma_n(\chi) \text{ ou } F_{obj}(\chi) = \max_{n \in I_{FR}} (\sigma_n(\chi)) . \quad (\text{Eq.IV.11})$$

#### IV.4.1.2 Algorithme d'optimisation

Concernant l'algorithme d'optimisation, nous cherchons à utiliser des méthodes faciles à mettre en œuvre et qui ne demanderaient pas un pré-traitement mathématique fastidieux. Un autre constat est que les expressions obtenues pour le spectre (Chapitre II - Eq.II.11, Eq.II.12) ne se prêtent pas facilement à une exploitation analytique plus poussée pour déterminer par

exemple les dérivées par rapport aux paramètres que nous cherchons à optimiser. En conséquence, les méthodes de gradient ne sont pas appropriées pour accomplir une optimisation pour ce genre de formulation. Pour de tels problèmes, dénués de la forme analytique du gradient on utilise les *méthodes de recherche directe* (d'*optimisation directe*) qui sont des méthodes sans dérivées. Ces algorithmes d'optimisation directe sont basés sur la recherche d'un vecteur ( $\chi$ ) de paramètres qui entraîne une meilleure valeur de la fonction objectif. Les méthodes de ce type demandent seulement des évaluations de la fonction objectif pour différents vecteurs de test afin d'en déterminer la meilleure direction à suivre pour la recherche de la solution. Il s'agit donc d'un examen séquentiel de solutions à tester qui demande la comparaison de chaque solution testée avec la meilleure solution obtenue jusque là et le calcul de la prochaine solution envisagée à partir d'une stratégie spécifique.

Les principales techniques basées sur cette approche sont les méthodes de Rosenbrock (1960), celle de Hooke et Jeeves (1961) et la méthode de Nelder et Mead (1965). Parmi ces algorithmes, un des plus populaires est celui de *Nelder-Mead (Downhill Simplex)*, car il demande un nombre réduit d'évaluations de la fonction objectif pour construire le prochain ensemble de vecteurs test [KOWALIK-68]. Les principes de la méthode sont présentés en annexe (A.4.).

La méthode Nelder-Mead (*NM*) est pressentie pour le problème de minimisation sans contraintes d'une fonction scalaire avec argument multidimensionnel. Malgré la relative pauvreté en résultats théoriques concernant la convergence du processus de recherche directe mis en œuvre par l'algorithme *NM* [LAGARIAS-96], il reste largement utilisé pour l'optimisation multidimensionnelle et non linéaire. Des études [KOWALIK-68] ont montré que pour des problèmes de dimension réduite l'efficacité de l'algorithme *NM* (plus simple et facile à mettre en œuvre) est comparable avec celle des algorithmes du gradient conjugué.

Par rapport au problème que nous devons résoudre, quelques inconvénients sont à noter. Comme dans la plupart des applications techniques, les variables indépendantes qui composent le vecteur de paramètres à optimiser sont soumises à des contraintes. Ces contraintes correspondent souvent à des limites supérieures et/ou inférieures issues de considérations fonctionnelles et/ou pratiques. Un moyen de transformer le problème avec ce type de contraintes afin d'utiliser des techniques d'optimisation sans contraintes (comme l'algorithme *NM*) est de procéder à des changements de variables appropriés. Par exemple, si les composantes ( $\chi_i$ ) du vecteur des paramètres ont des limites inférieure ( $a_i$ ) et supérieure ( $b_i$ ), on pourrait envisager d'utiliser des transformations comme :

$$\chi_i = a_i + (b_i - a_i) \sin^2(\bar{\chi}_i) \text{ ou } \chi_i = a_i + (b_i - a_i) \frac{\exp(\bar{\chi}_i)}{\exp(\bar{\chi}_i) + \exp(-\bar{\chi}_i)}. \quad (\text{Eq.IV.12})$$

Ces changements de variables qui n'engendrent pas d'optima supplémentaires, permettent de traiter le problème avec des contraintes en  $(\chi_i)$ , comme une optimisation sans contraintes en  $(\bar{\chi}_i)$ .

Une autre approche, encore plus simple à mettre en pratique, est d'assigner une valeur arbitraire très élevée à la fonction objectif chaque fois qu'une composante  $(\chi_i)$  sort des limites imposées.

$$\bar{F}_{obj}(\chi) = \begin{cases} F_{obj}(\chi) & \text{si } \forall i: a_i \leq \chi_i \leq b_i \\ \infty & \text{si } \exists i: (a_i \geq \chi_i) \text{ ou } (\chi_i \geq b_i) \end{cases} \quad (\text{Eq.IV.13}).$$

Nous avons utilisé cette technique ("penalty function") qui fait que l'algorithme d'optimisation sans contraintes reste confiné de manière "naturelle" à l'intérieur du volume borné des solutions admissibles.

Des considérations élémentaires montrent que des fonctions objectif de type (Eq.IV.11) sont non linéaires, mais continues (à l'exception des points sur la surface définie par les contraintes, dans le cas où nous avons imposé le saut arbitraire pour tenir compte des limitations). Ce constat est positif, car les techniques basées sur une "recherche exploratoire" de la meilleure direction ont une convergence améliorée pour des fonctions objectif sans discontinuités.

L'examen des expressions utilisées pour construire la fonction objectif (Eq.IV.10, Eq.IV.11) nous permet de faire quelques constats qui vont guider nos choix concernant la stratégie d'optimisation. Ainsi, dans le contexte mathématique, nous observons que la valeur du minimum global de la fonction objectif est zéro, ce qui traduit la situation CEM où toutes les raies du spectre de l'estimateur de perturbations conduites sont en dessous de la limite imposée par la norme. Nous constatons aussi qu'il n'y a pas de raison particulière pour que la fonction objectif ne présente pas des minima locaux différents de zéro. Cependant la méthode *NM* est censée résoudre un problème de minimisation avec un seul extremum (problème *d'optimisation locale*). Nous sommes donc obligés d'envisager l'utilisation des stratégies d'optimisation globale. Par contre, nous allons tirer profit du fait que nous connaissons la valeur (zéro) du minimum global de la fonction objectif et donc qu'il n'y a pas d'ambiguïté concernant la condition pour arrêter l'algorithme. Dans ce contexte nous rappelons le résultat théorique de Gelfand et Tsetlin (1962) [GELFAND-62] qui ont démontré que l'information (utilisée par les méthodes du gradient) concernant le comportement local de la fonction objectif peut en général mystifier la recherche d'un optimum global. Souvent, les directions qui mènent à des améliorations locales importantes ne sont pas représentatives pour le comportement global de la fonction. Dans ce cas, des algorithmes complexes sont utilisés

(comme dans les méthodes structurales) pour détecter et suivre les directions significatives pour le comportement global.

Néanmoins, calculer les éléments du filtre CEM est du point de vue mathématique un problème de dimension réduite. D'autre part, nous disposons d'informations a priori ayant une forte signification en ce qui concerne le comportement global du filtrage et implicitement de la fonction objectif. Nous savons, par exemple que des valeurs supérieures des paramètres devraient entraîner un filtrage de meilleure qualité et donc une valeur de la fonction objectif plus basse à défaut d'être nulle.

Par conséquent, notre approche consiste à rechercher un minimum local avec l'algorithme direct  $NM$  et - en cas d'échec (pas de convergence après un certain nombre d'itérations ou convergence vers un minimum local non nul) - de redémarrer la recherche directe à partir d'un vecteur initial obtenu par une translation de la précédente solution initiale. Cette translation suit une direction significative (information a priori) pour le comportement global de la fonction objectif.

Il faut noter que le dimensionnement porte aussi sur des aspects "économiques", car l'idéal est de réduire le volume, les coûts, le poids du filtre [COSTA-98]. Ces desiderata peuvent être intégrés d'une manière explicite dans le processus d'optimisation [SCHUTZ-99]. En général, ils apparaissent sous la forme de contraintes supplémentaires et souvent non linéaires ce qui va augmenter la complexité du problème. Toutefois l'examen de la fonction objectif (Eq.IV.10, Eq.IV.11) met en évidence le fait qu'il n'y aura pas des solutions isolées, mais de "*domaines de solutions*". En règle générale, on serait tenté d'explorer ces *domaines de solutions* à la recherche d'une solution plus économique. Etant donné que trouver les frontières de ces régions serait trop compliqué, une approche raisonnable est de redémarrer l'optimisation à partir d'une solution "déplacée" dans une direction meilleure par rapport au critère "économique".

#### *IV.4.2. Dimensionnement d'un filtre CEM par optimisation directe*

##### *IV.4.2.1. Considérations préliminaires ; mise en pratique de la méthodologie*

Afin de comparer la méthodologie proposée avec les techniques classiques, nous avons cherché à trouver les éléments d'un filtre CEM pour la même structure (hacheur série en conduction continue Figure 15) et pour les mêmes exigences (CISPR22 – classe B).

Le choix de la structure du filtre respecte les résultats de l'analyse qualitative MD/MC. Ainsi, les considérations exposées dans (IV.3.) sur l'ordre de grandeur des impédances des générateurs et des charges pour les deux types de perturbations nous amènent à envisager une

structure de filtre CEM avec une inductance de MD répartie sur les deux conducteurs d'alimentation ( $L_{MD1}$ ,  $L_{MD2}$ ), un tore de MC ( $L_{MC1}$ ,  $L_{MC2}$ ,  $M$ ) et deux condensateurs ( $C_{MC1}$ ,  $C_{MC2}$ ) entre les conducteurs d'alimentation et la terre (Figure 28).

A la différence du dimensionnement classique qui s'intéresse plutôt aux deux chutes de tension  $U_{MD}$ ,  $U_{MC}$  puisque l'analyse et le dimensionnement sont réalisées sur des schémas équivalents MD/MC, nous nous intéressons directement aux  $U_{RSIL1}$  et  $U_{RSIL2}$  – les deux mesures concernées par la norme. En conséquence, la fonction objectif que nous avons utilisée met en jeu les deux tensions normatives à la fois :

$$F_{obj}(\chi) = \max_{n \in I_{FR}}(\sigma^1_n(\chi)) + \max_{n \in I_{FR}}(\sigma^2_n(\chi)) \quad \text{où } \sigma^1_n, \sigma^2_n \text{ sont construits conformément à}$$

(Eq.IV.10) et par rapport à  $U_{RSIL1}$ , respectivement à  $U_{RSIL2}$ .

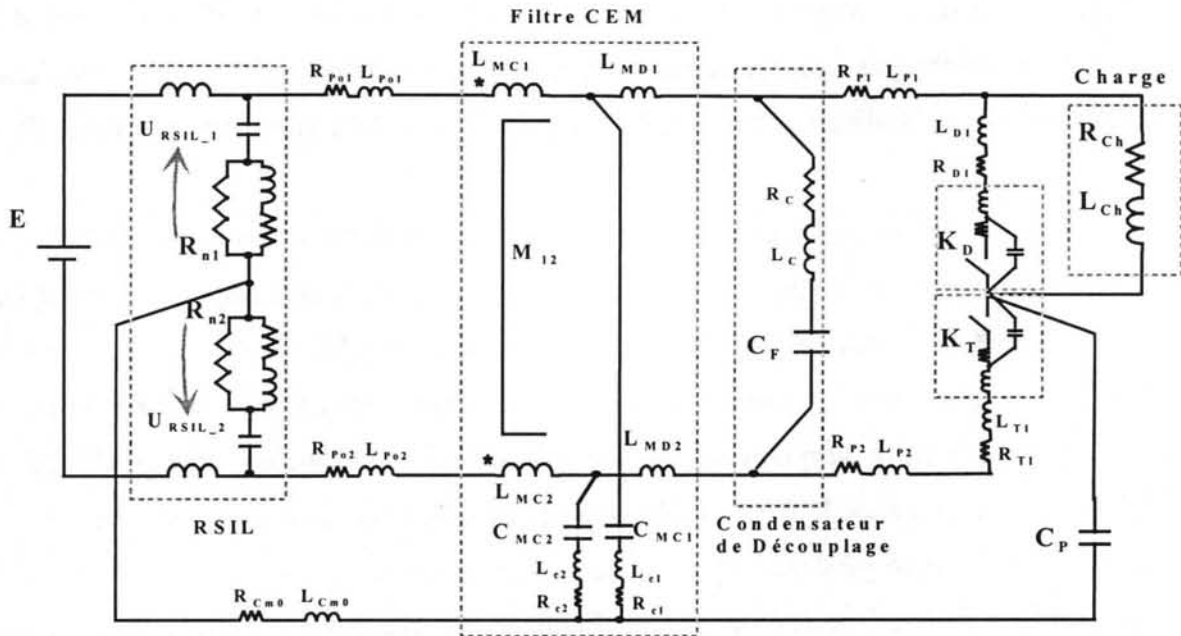


Figure 28 Structure détaillée du hacheur série – filtre CEM

Notre calcul repose aussi sur quelques hypothèses supplémentaires :

- le tore de MC est idéal avec un couplage parfait -  $L_{MC1} = L_{MC2} = M_{12} (= L_{MC})$  ;
- l'inductance de MD est parfaitement répartie sur les deux conducteurs d'alimentation -  $L_{MD1} = L_{MD2} (= L_{MD})$  ;
- les deux capacités de MC sont identiques -  $C_{MC1} = C_{MC2} (= C_{MC})$ .

Nous avons fait ces suppositions pour nous situer plus près de la structure qui a fait l'objet du dimensionnement élémentaire (IV.3.) et pour rendre ainsi les résultats comparables. Il faut noter qu'il ne s'agit pas de contraintes "essentielle" pour la méthodologie proposée et que ça ne diminue pas la généralité de la méthode.

Concernant les éléments parasites (non intentionnels) rajoutés, en plus des inductances et des résistances des pistes ( $L_{P01}$ ,  $R_{P01}$ ,  $L_{P1}$ ,  $R_{P1}$ ,  $L_{P02}$ ,  $R_{P02}$  ...), nous avons pris en compte les éléments parasites ( $R_{c1}$ ,  $L_{c1}$ ,  $R_{c2}$ ,  $L_{c2}$ ) des condensateurs  $C_{MC1}$ ,  $C_{MC2}$ . Il s'est avéré que ces éléments, tout comme ceux de la capacité de découplage, ont des conséquences importantes sur la qualité du filtrage.

Pour ce qui est des valeurs des éléments non intentionnels, les paramètres des pistes ont été calculés avec InCa et pour les éléments parasites des condensateurs  $C_{MC}$  nous avons choisi des valeurs génériques issues de mesures au pont d'impédances réalisées pour plusieurs condensateurs de mêmes technologie et calibre. Nous avons donc décidé de considérer ces valeurs fixées pour des raisons pratiques, vu qu'il sera difficile de transposer en pratique le résultat d'un calcul de ces éléments non intentionnels.

En conséquence des considérations détaillées auparavant, la procédure d'optimisation porte sur un vecteur de trois paramètres -  $\chi = (C_{MC}, L_{MC}, L_{MD})$ . Il s'agit donc de trouver une solution pour laquelle la fonction objectif :

$$F_{obj}(C_{MC}, L_{MC}, L_{MD}) = \max_{n \in I_{FR}} (\sigma^1_n(C_{MC}, L_{MC}, L_{MD})) + \max_{n \in I_{FR}} (\sigma^2_n(C_{MC}, L_{MC}, L_{MD}))$$

atteigne son minimum global (zéro).

Les limitations imposées aux variables sont d'ordre physique ( $\chi_i \geq 0$ ), pratique (des gabarits à ne pas dépasser) ou (comme nous l'avons déjà montré pour les capacités  $C_{MC}$ ) dictées indirectement par des normes (IEC950/EN60950 dans le cas de  $C_{MC}$ ). Les contraintes que nous avons adoptées et qui, forcément dans notre cas, n'échappent pas à l'arbitraire vu le caractère "explicatif" du calcul, sont :

$$0 \leq C_{MC} \leq 10nF ; \quad 0 \leq L_{MC} \leq 1.3mH ; \quad 0 \leq L_{MD} \leq 300\mu H .$$

Pour introduire les contraintes dans un algorithme (NM) prévu pour une optimisation sans contraintes, nous avons fixé une valeur arbitraire très élevée de la fonction objectif pour des valeurs des paramètres en-dehors des limites précisées.

Comme nous l'avons suggéré dans (IV.4.1.2), en cas d'échec de l'optimisation (pas de convergence ou minimum local non nul), nous procédons au redémarrage de l'optimisation avec une autre solution initiale. Nous considérons que pour la structure étudiée, la valeur de  $L_{MC}$  aura une forte influence sur la qualité du filtrage et qu'elle est donc significative pour le comportement global de la fonction objectif. En conséquence, la nouvelle solution initiale est obtenue avec une translation dans la "direction" d'une inductance  $L_{MC}$  plus élevée.

Sans que cela soit nécessaire pour le dimensionnement du filtrage par optimisation directe avec un calcul des spectres avec la méthode fréquentielle, nous avons tracé (Figure 29) l'allure de la fonction objectif calculée pour une valeur fixée de  $L_{MC}$  (1.3mH) et pour :

$C_{MC} \in (0, 10)$  nF ;  $L_{MD} \in (0, 300)$   $\mu$ H.

Nous pouvons constater que les déductions faites (IV.4.1.2) sur l'évolution de la fonction objectif sont correctes. Ainsi la fonction a bien de multiples minima locaux qui ne sont pas forcément nuls et un minimum global (zéro) obtenu à l'intérieur de "domaines de solutions".

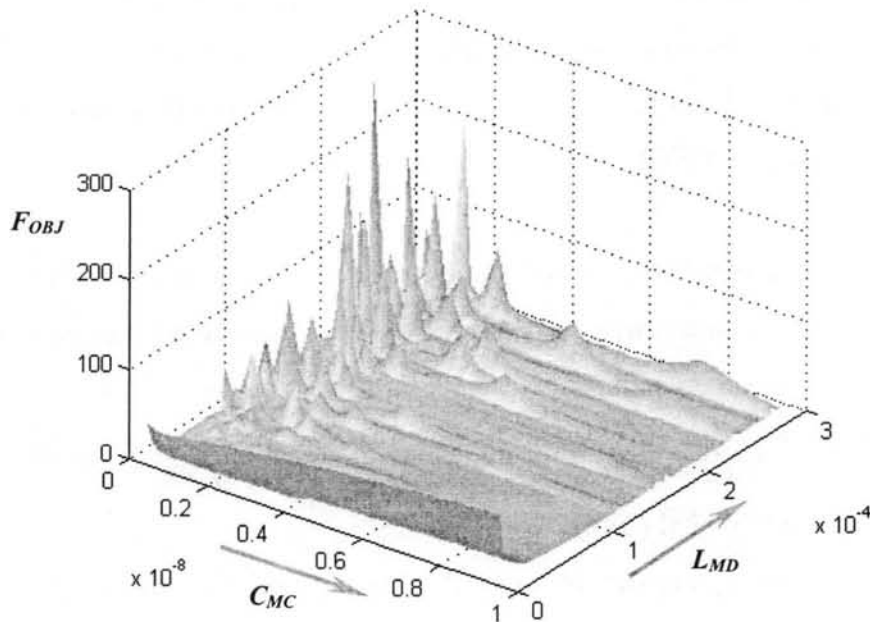


Figure 29 L'allure de la fonction objectif :  $F_{obj} = F_{obj}(C_{MC}, L_{MD})$  pour  $L_{MC} = 1.3$ mH

En raison des solutions qui ne sont pas isolées, il est évident que nous ne serons pas dans notre tort de redémarrer l'optimisation sur les directions qui correspondent à des solutions meilleures du point de vue économique. Vu aussi la nature du problème, nous entamons l'optimisation avec une solution initiale à tester plutôt près des limites inférieures admises pour les paramètres. Une fois une solution obtenue (zéro de la fonction objectif), on est à l'intérieur d'un "domaine solution". Nous procédons à une translation de la solution sur une direction qui tient compte des critères "pratiques" pour lancer une nouvelle recherche dans le "voisinage" de la solution antérieure.

Une dernière remarque, mais pas de moindre importance, est que les représentations de ce type (Figure 29) nous donnent une *image* fidèle et surtout *essentielle* de la nature *du problème* à résoudre, et ceci *quelle que soit la méthode* utilisée pour dimensionner le filtre. Nous observons que même pour un problème de dimension réduite et pour des contraintes faciles à intégrer dans le calcul, il sera difficile de trouver la "meilleure" solution.

#### IV.4.2.2. Résultats et observations sur le traitement numérique

Nous rappelons que les spectres de  $U_{RSIL1}$  et  $U_{RSIL2}$  utilisés pour évaluer la fonction objectif sont calculés avec la méthode fréquentielle basée sur le formalisme d'état. La description complète de la mise en équations pour la structure hacheur - filtre CEM est présentée en annexe (A.7.).

La procédure d'optimisation (recherche directe d'un minimum local avec l'algorithme *Nelder-Mead* associé à une stratégie de redémarrage après des translations dans la direction de  $L_{MC}$ ) est accomplie à l'aide d'un script MATLAB. Nous considérons que nous n'avons pas réalisé auparavant un dimensionnement élémentaire (IV.3). En conséquence, nous avons initialisé l'algorithme d'optimisation avec de faibles valeurs pour les paramètres.

Première optimisation :

- valeurs de départ  $C_{MC} = 2nF$  ;  $L_{MC} = 200\mu H$  ;  $L_{MD} = 50\mu H$  ;
- solution  $C_{MC} = 7.48nF$  ;  $L_{MC} = 655\mu H$  ;  $L_{MD} = 170\mu H$  ;
- temps de calcul < 5min (sur un système Pentium 200MHz/64M sous Windows NT).

Les spectres de  $U_{RSIL1}$  et  $U_{RSIL2}$  pour les valeurs des éléments du filtre obtenues sont représentés (Figure 30, Figure 31) et comparés avec la norme (CISPR22 - classe B).

Nous pouvons constater que pour les premières raies, le dimensionnement est critique pour le bras inférieur de mesure du RSIL et que le phénomène de résonance aux alentours de 1.6MHz a la même incidence sur les deux spectres.

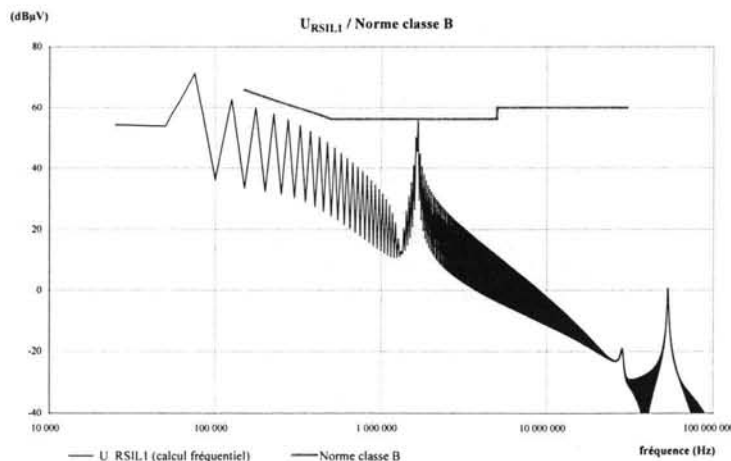


Figure 30 Filtrage (première optimisation) :  $U_{RSIL1}$  et la norme (classe B)



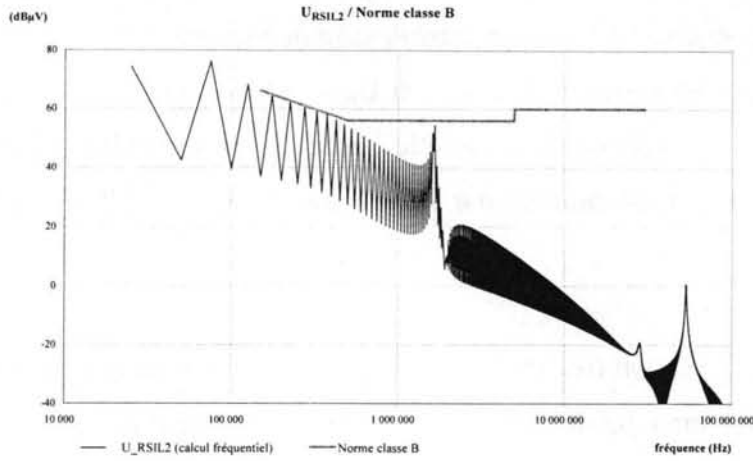


Figure 31 Filtrage (première optimisation) :  $U_{RSIL2}$  et la norme (classe B)

A partir de  $\chi = (C_{MC}, L_{MC}, L_{MD}) = (7.48nF, 655\mu H, 170\mu H)$ , on pourrait envisager de chercher des solutions avec des valeurs moins élevées pour  $L_{MD}$  en initialisant l'algorithme avec un vecteur obtenu par translation de cette solution dans la direction ( $L_{MD} \downarrow$ ):

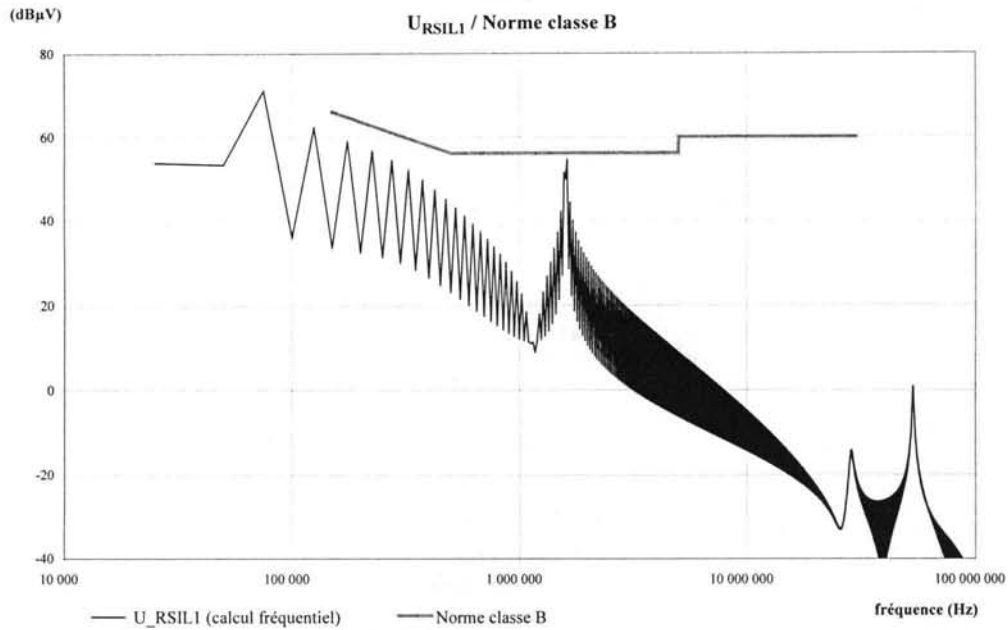
- valeurs de départ  $C_{MC} = 7.48nF$  ;  $L_{MC} = 655\mu H$  ;  $L_{MD} = 170\mu H$  ;
- solution  $C_{MC} = 8.65nF$  ;  $L_{MC} = 828\mu H$  ;  $L_{MD} = 149\mu H$  ;
- temps de calcul  $< 1$ min.

Nous avons donc trouvé une solution avec une valeur plus faible pour  $L_{MD}$  ( $149\mu H$ ) à partir d'une solution avec  $L_{MD} = 170\mu H$ , qui nous a servi pour construire un vecteur de départ où nous avons gardé les mêmes valeurs pour  $C_{MC}$ ,  $L_{MC}$  et remplacé la valeur de  $L_{MD}$  avec  $120\mu H$ .

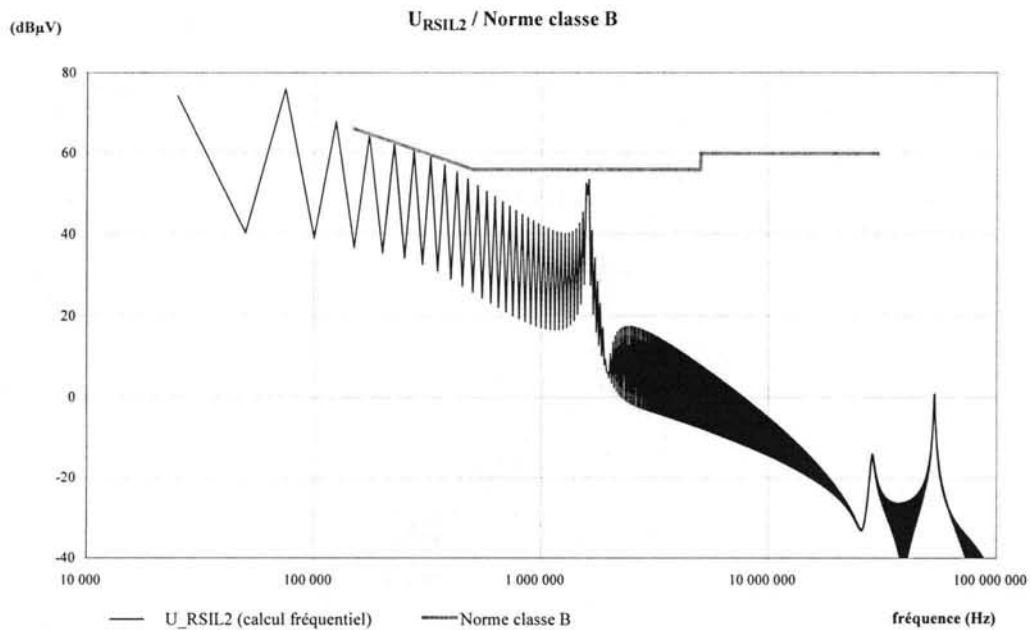
La même démarche est à suivre si on est à la recherche de solutions avec des valeurs plus faibles pour  $L_{MC}$ . La solution  $(C_{MC}, L_{MC}, L_{MD}) = (7.48nF, 655\mu H, 170\mu H)$  nous sert pour redémarrer l'algorithme avec cette fois-ci un  $L_{MC} \downarrow$ :

- valeurs de départ  $C_{MC} = 7.48nF$  ;  $L_{MC} = 450\mu H$  ;  $L_{MD} = 170\mu H$  ;
- solution  $C_{MC} = 9.33nF$  ;  $L_{MC} = 530\mu H$  ;  $L_{MD} = 180\mu H$  ;

Pour cette troisième optimisation, les spectres calculés sont représentés toujours par rapport à la norme (Figure 32, Figure 33).



**Figure 32** Filtrage (*optimisation - plus faible  $L_{MC}$* ) :  $U_{RSIL1}$  et la norme (*classe B*)



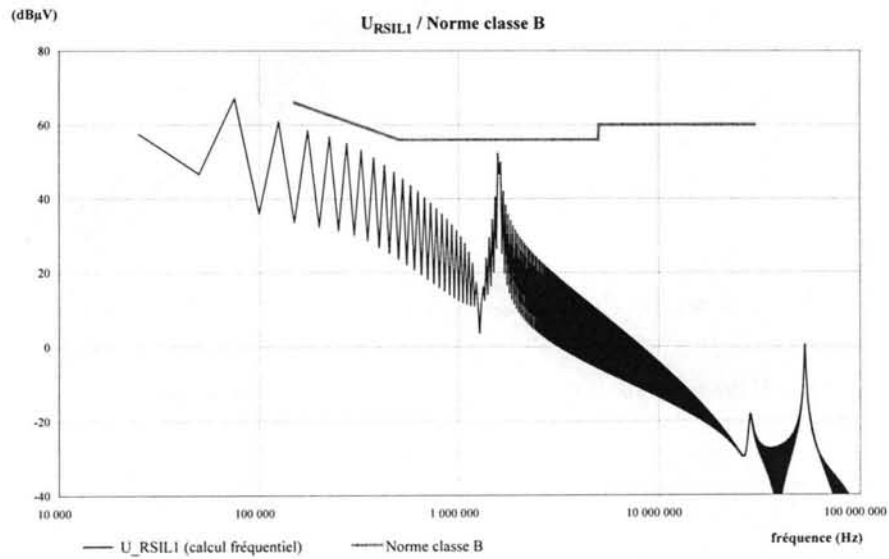
**Figure 33** Filtrage (*optimisation - plus faible  $L_{MC}$* ) :  $U_{RSIL2}$  et la norme (*classe B*)

Une fois que nous sommes fixés sur une solution (par exemple la dernière :  $C_{MC} = 9.33nF$ ,  $L_{MC} = 530\mu H$ ,  $L_{MD} = 180\mu H$ ), nous sommes en droit de nous poser des questions quant à la réalisation pratique de cette solution et de sa sensibilité par rapport aux variations inhérentes des valeurs des paramètres.

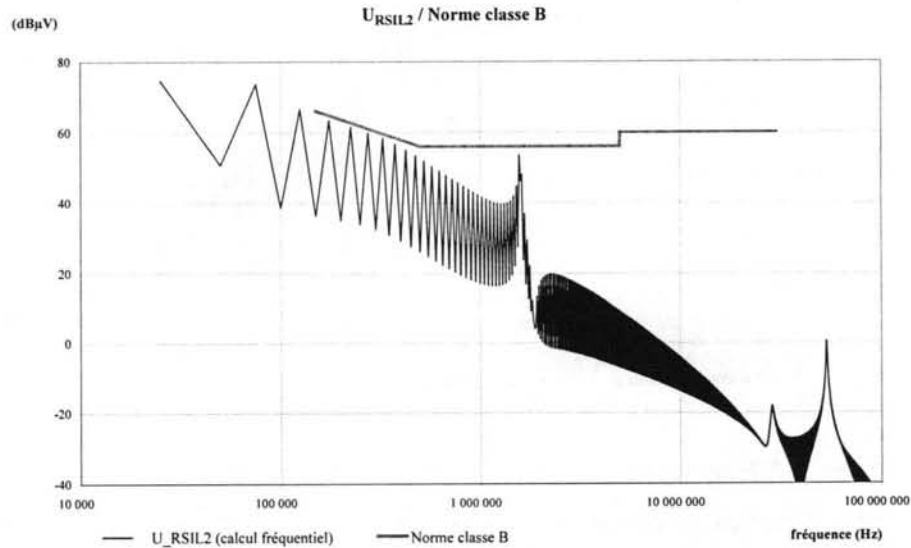
Pour augmenter les chances d'une réalisation physique du filtre qui assure des niveaux de perturbations en dessous des normes, nous imposons des contraintes plus sévères pour les spectres.

Ainsi une autre optimisation a été lancée à partir de la dernière solution qui suit de près les limites pour certaines fréquences et en imposant des écarts d'au moins 1dB par rapport à la norme :

- valeurs de départ  $C_{MC} = 9.33nF$  ;  $L_{MC} = 530\mu H$  ;  $L_{MD} = 180\mu H$  ;
- solution  $C_{MC} = 8.48nF$  ;  $L_{MC} = 733\mu H$  ;  $L_{MD} = 182\mu H$ .



**Figure 34** Filtrage (optimisation - limites plus sévères) :  $U_{RSIL1}$  et la norme (classe B)



**Figure 35** Filtrage (optimisation - limites plus sévères) :  $U_{RSIL2}$  et la norme (classe B)

Cette fois ci, une marge de sécurité est gardée entre les spectres calculés et la norme (Figure 34, Figure 35).

Pour bien montrer que cela va faciliter la réalisation pratique en augmentant la tolérance aux variations des valeurs optimisées des éléments du filtrage, nous avons calculé les spectres de perturbations pour deux vecteurs avec des valeurs :

- supérieures  $C_{MC} = 9nF$  ;  $L_{MC} = 750\mu H$  ;  $L_{MD} = 190\mu H$  ;
- inférieures  $C_{MC} = 8nF$  ;  $L_{MC} = 720\mu H$  ;  $L_{MD} = 180\mu H$ .

Dans les deux cas et pour les deux tensions les variations entraînent une augmentation de certaines raies qui restent toutefois en dessous des limites imposées par la norme (Figure 36, Figure 37, Figure 38, Figure 39).

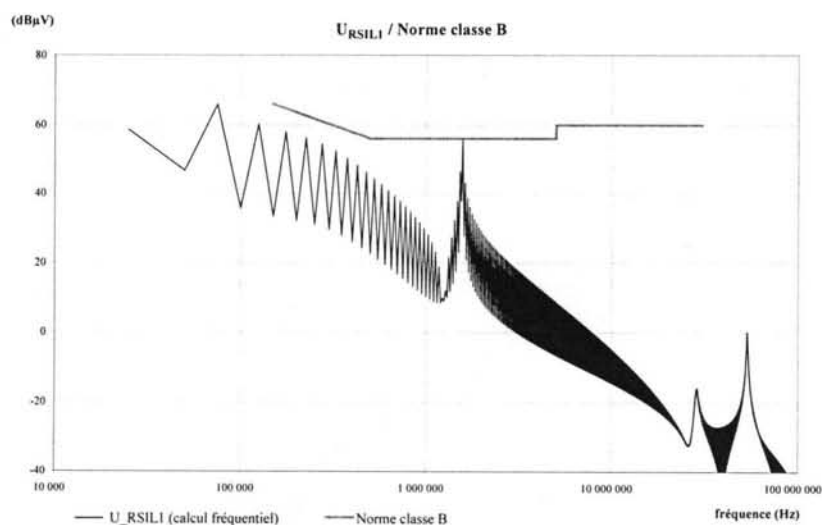


Figure 36 Filtrage (valeurs supérieures):  $U_{RSIL1}$  et la norme (*classe B*)

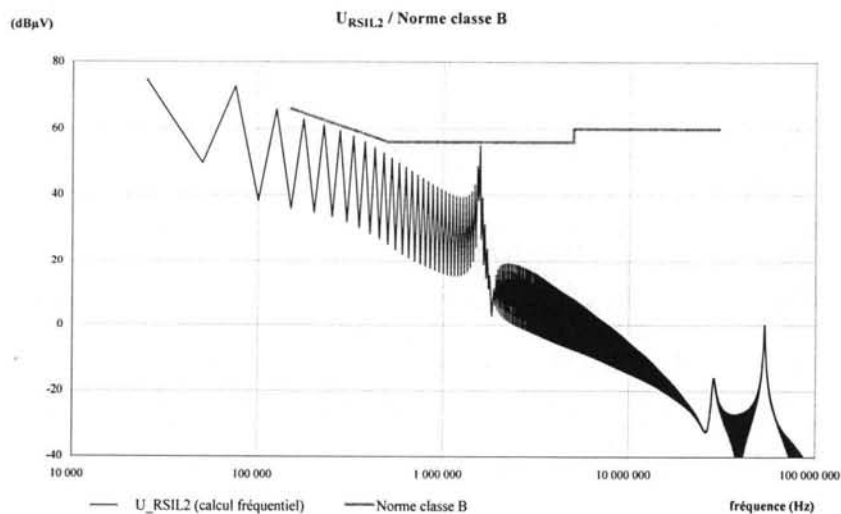


Figure 37 Filtrage (valeurs supérieures):  $U_{RSIL2}$  et la norme (*classe B*)

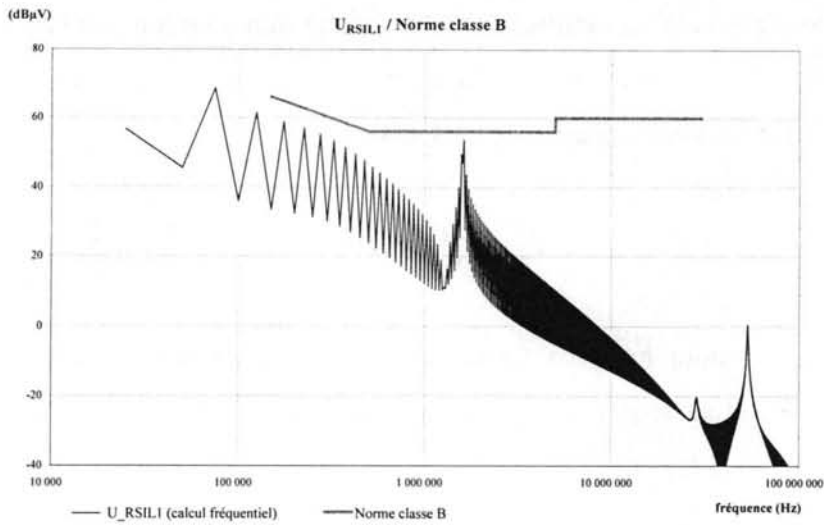


Figure 38 Filtrage (valeurs inférieures):  $U_{RSIL1}$  et la norme (*classe B*)

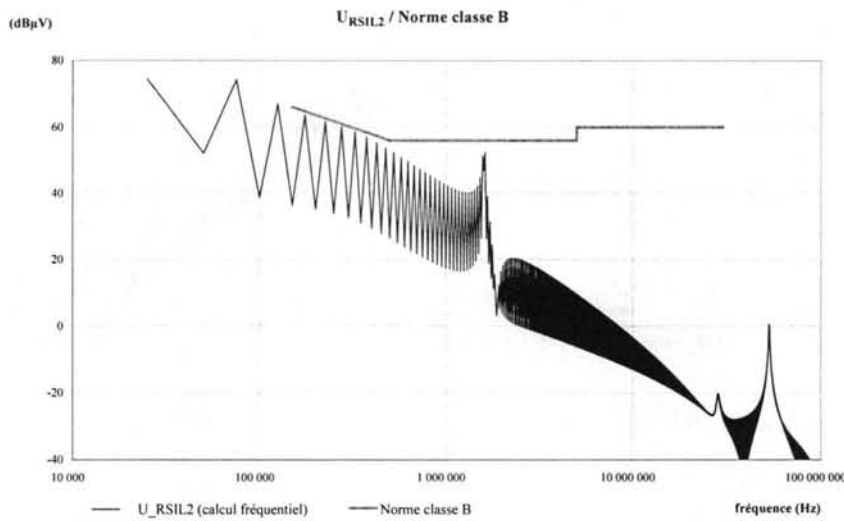
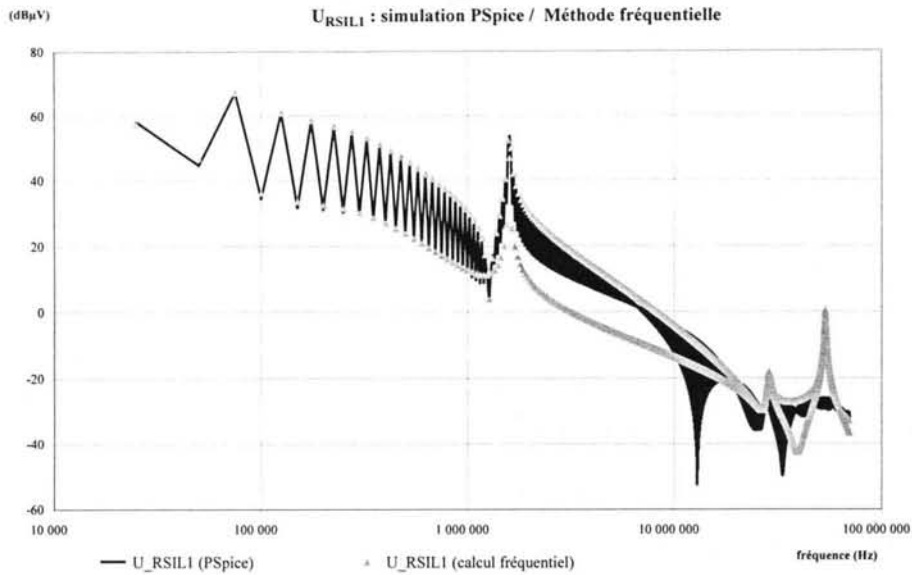


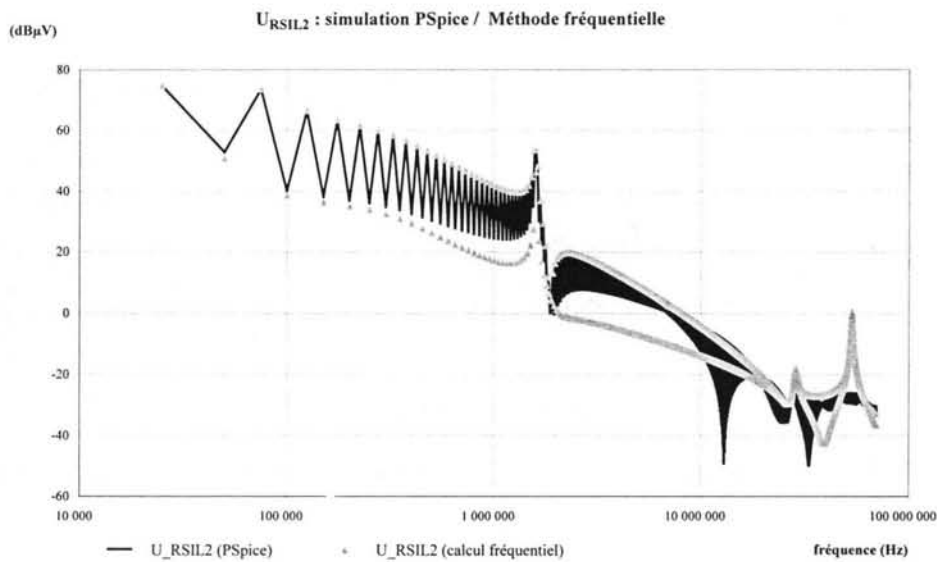
Figure 39 Filtrage (valeurs inférieures):  $U_{RSIL2}$  et la norme (*classe B*)

#### IV.4.2.3. Validation des solutions et conclusion

Les solutions ont été validées avec des simulations PSPICE (simulation temporelle suivie de FFT). Comme pour le convertisseur sans filtre (Chapitre II), nous constatons que le calcul avec la méthode fréquentielle assure une précision largement suffisante dans la gamme de fréquence qui nous intéresse dans le contexte d'une analyse de perturbations conduites. Par exemple, nous avons tracé les spectres calculés pour la solution :  $C_{MC} = 8.5nF$  ;  $L_{MC} = 733\mu H$  ;  $L_{MD} = 182\mu H$  et ceux issus des simulations PSpice d'un schéma hacheur / filtre CEM avec les mêmes paramètres.



**Figure 40** Filtrage: Validation de la solution optimisée -  $U_{RSIL1}$  (Méthode Fréquentielle/ Simulation PSpice)



**Figure 41** Filtrage: Validation de la solution optimisée -  $U_{RSIL2}$  (Méthode Fréquentielle/ Simulation PSpice)

Concernant les temps de calcul, ils sont plus que raisonnables. Pour des mauvaises valeurs de départ, l'optimisation ne dépasse pas 10 minutes sur une configuration de calcul (Pentium 200MHz/64M) ordinaire (1999). Tous les autres calculs pour affiner la solution sont encore plus rapides (<1min). Ces gains en temps de calcul s'expliquent d'abord par le fait que cette approche bénéficie des avantages de la méthode fréquentielle en ce qui concerne l'évaluation des spectres de perturbations : rapidité, précision dans la gamme de fréquence intéressante, volume de données à manipuler réduit, calcul exact du régime permanent.

La problématique de l'analyse et du dimensionnement CEM des convertisseurs en électronique de puissance présente d'ailleurs des aspects spécifiques qui justifient le choix de la méthode fréquentielle en tant que "moteur d'évaluation" :

- les performances du système jugées à partir d'un estimateur fréquentiel;
- la dimension (nombre de variables d'état indépendantes) du système relativement réduite pour la plupart des convertisseurs, ce qui permet un calcul aisé avec une formulation d'état.

D'autres caractéristiques de ce type d'étude (dimensionnement d'un filtre CEM) confortent nos choix concernant la "stratégie d'optimisation" employée :

- le nombre relativement réduit de paramètres à optimiser;
- l'allure du problème à résoudre (Figure 29);
- des informations initiales assez pertinentes sur l'influence des éléments du filtre CEM sur la qualité du filtrage et implicitement une connaissance a priori des directions significatives pour le comportement global de la fonction objectif. En clair, en augmentant les valeurs des éléments du filtre CEM, l'atténuation est plus importante, donc la valeur de la fonction objectif diminue.

Par conséquent, les algorithmes utilisés ne sont pas compliqués, voire rudimentaires pour ce qui est de l'aspect "optimisation globale". Ils ne demandent pas une mise en œuvre fastidieuse, tout en restant efficaces, ce qui corrobore le fait que les temps de calcul constatés sont faibles.

#### IV.5. CONCLUSION

Pour synthétiser, nous avons retenu trois vecteurs de paramètres comme des résultats possibles pour le dimensionnement du filtre CEM :

| <i>Solution</i> | $C_{MC}$ (nF) | $L_{MC}$ ( $\mu$ H) | $L_{MD}$ ( $\mu$ H) | <i>Méthode</i>            | <i>Observations</i>          |
|-----------------|---------------|---------------------|---------------------|---------------------------|------------------------------|
| No. 1           | 5.5           | 500                 | 163                 | MD/MC schémas équivalents | dimensionnement "limite"     |
| No. 2           | 9.35          | 530                 | 180                 | optimisation directe      | dimensionnement "limite"     |
| No. 3           | 8.5           | 733                 | 182                 | optimisation directe      | marge par rapport à la norme |

A la lumière des performances assurés par ces solutions (Figure 42), nous constatons que, même si les solutions (1, 2) sont assez proches, nous sommes dans l'obligation de privilégier la précision, vu qu'il s'agit d'un dimensionnement calqué sur les limites admissibles. Pour cela, il devient impératif de se situer (en ce qui concerne la nature de l'approche utilisée) plus près d'une simulation que d'une analyse qualitative – phénoménologique.

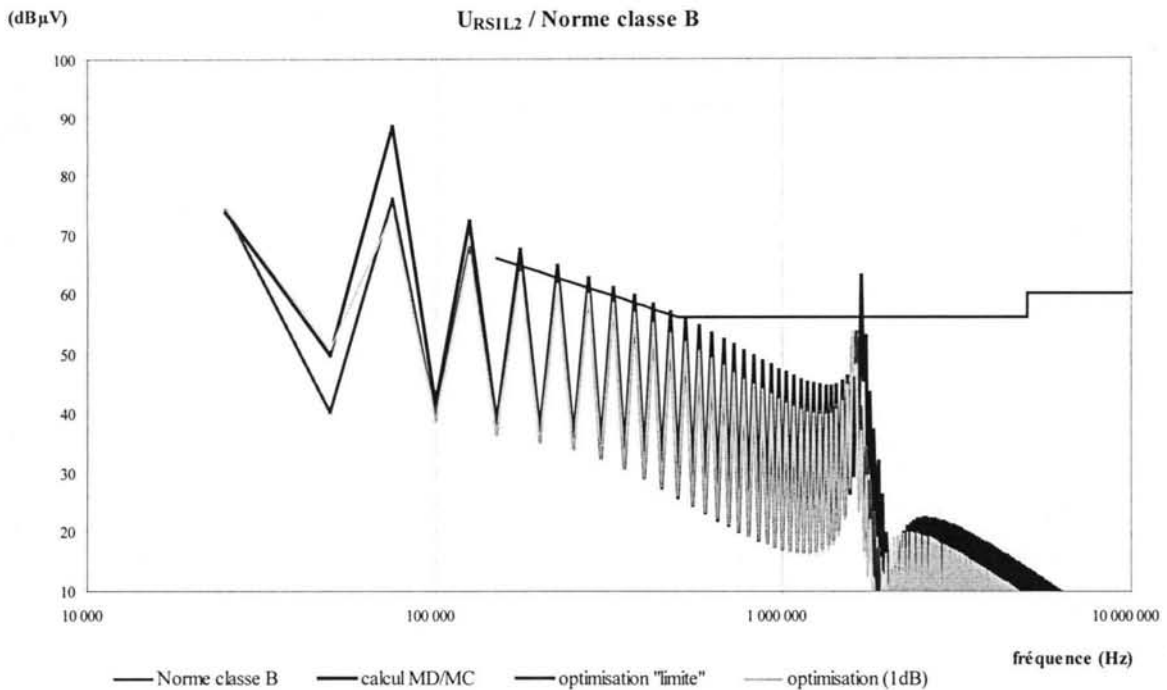


Figure 42 Norme (*classe B*) /  $U_{RSIL2}$  pour plusieurs "solutions"

Un autre aspect à noter est celui de ce qu'on devrait appeler "la meilleure solution". Vu la nature du problème, tant que les contraintes ne sont pas excessivement restrictives, nous devons choisir à l'intérieur de domaines de solutions. Pour en juger de la "qualité" d'une solution il nous faudrait des critères supplémentaires (dimensionnement technologique des inductances, coût des condensateurs etc.). Il nous est d'autant plus difficile de comparer les solutions obtenues avec les deux approches, quand il s'est avérée qu'une des deux (celle issue de la modélisation élémentaire MD/MC) n'est pas une vraie solution, car elle n'assure pas des niveaux de perturbations en dessous des normes (Figure 25, Figure 26).

Pour conclure, le dimensionnement basé sur la modélisation MD/MC avec des sources de perturbations dont les paramètres sont invariables et sur des schémas équivalents distincts, peut constituer un outil d'analyse phénoménologique. Utiliser cette approche pour le dimensionnement proprement dit peut engendrer des erreurs dont l'importance reste à analyser au cas par cas. En plus, pour des convertisseurs avec une topologie plus complexe, l'étape qui consiste à déterminer des circuits équivalents peut être fastidieuse voire impossible, d'autant plus qu'elle reste spécifique à chaque type de structure d'électronique de puissance.

Il faut noter aussi que pour un dimensionnement qui porte sur plusieurs éléments à la fois, il n'y aura pas de formulation permettant un calcul direct de leurs valeurs et on sera toujours réduit à faire des *calculs itératifs* dirigés suivant une certaine *stratégie* pour atteindre un certain *objectif*. Ce qui, autrement dit, revient à faire de l'optimisation. Néanmoins, une analyse MD/MC suivie d'un dimensionnement élémentaire pourra toujours assurer un



meilleur point de départ pour initialiser la procédure d'optimisation directe. Enfin, la technique d'optimisation directe basée sur une estimation des spectres avec la méthode fréquentielle apporte un plus de précision, dans un contexte plus systématique avec des efforts de calcul supplémentaires, certes, sans être pour autant excessifs par rapport aux gains engendrés.





## CONCLUSION

L'idée maîtresse de ce travail a été d'évaluer puis de développer des méthodes appropriées à la conception CEM conduite des convertisseurs d'électronique de puissance. Nous avons pu encore une fois montrer les attraits et la puissance de la simulation temporelle en pas à pas dans le temps pour analyser un problème, mais nous avons aussi mieux cerné ses limitations pour aborder d'une part la caractérisation fréquentielle, ainsi que les aspects conception de filtres. Aux méthodes développées, il aurait été intéressant, sans aucun doute, de confronter le module d'optimisation du logiciel SABER sur un exemple traité, mais ceci n'a pas pu être fait faute de temps.

La méthode d'analyse analytique préconisée par R. Scheich lors de sa thèse a également montré ses limites, surtout dans le manque de rigueur concernant certaines topologies de convertisseur. Il n'en demeure pas moins que les résultats obtenus restent intéressants et faciles à exploiter dans le cas de convertisseurs simples. Pour les exemples plus complexes, l'attrait de l'analytique s'estompe bien vite devant la complexité des calculs à mener et la méthode numérique proposée ici quant à elle apparaît comme une alternative très intéressante vis-à-vis de la simulation temporelle. De plus, l'utilisation de la méthode analytique de R. Scheich ne permet pas une évaluation de l'erreur commise face à notre méthode qui est parfaitement rigoureuse une fois que le système a été rendu linéaire par morceaux. Un des reproches que l'on peut faire toutefois à cette méthode fréquentielle est de ne pas pouvoir faire facilement varier les  $di/dt$  et  $dv/dt$  autrement qu'en jouant sur les éléments parasites de l'environnement des semiconducteurs. L'aspect fastidieux de la mise en équation pour aboutir à la constitution de la matrice d'état peut facilement être occulté grâce aux diverses méthodes de mise en équation automatique s'appuyant sur du calcul formel. D'ailleurs une thèse sur ce sujet commence à l'heure actuelle au laboratoire. Par ailleurs la méthode spectrale développée ici et validée sur un grand nombre d'exemples d'électronique de puissance semble d'un apport scientifique appréciable dans l'intégration de la CEM comme critère de conception au même titre que la thermique dans la démarche d'optimisation d'un convertisseur, où il est évidemment nécessaire de recourir à des modélisations aussi exactes que possible, mais surtout rapides puisque incorporées dans une boucle d'itération.

Quant au dernier chapitre sur la conception des filtres, l'exemple de dimensionnement que nous avons exhibé n'est malheureusement pas très probant. Notre calcul tenant compte du

---

découpage du convertisseur fournit des résultats proches d'un raisonnement fondé sur l'approche dissociant MC et MD et présentant les interrupteurs comme des sources invariables de perturbations. Là encore, la démarche usuelle (sources MC/MD) peut paraître suffisante, mais seulement a posteriori, car il est impossible d'évaluer la précision du calcul dès le début. La méthode que nous proposons, bien que plus "lourde", a le mérite d'être plus rigoureuse. Comme nous l'avons déjà dit, une thèse débute sur la lancée de ces travaux. Peut-être mettra-t-elle à jour encore des méthodes plus puissantes et élaborées pour traiter le problème de l'intégration de la CEM dès la phase de conception des convertisseurs d'électronique de puissance. Seul l'avenir le dira ...





## BIBLIOGRAPHIE

- [ANDERSEN-97] ANDERSEN, M.A.E.: *Fast prediction of differential mode noise input filter requirements for flyback and boost unity power factor converters*; EPE 97, pp. 2.806-2.809, Trondheim, 1997.
- [ÅSTRÖM-90] ÅSTRÖM, K.J., WITTENMARK, B.: *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*, Prentice-Hall, 1990.
- [D'AZZO-95] D'AZZO, J., HOUPIS, C.: *Linear Control System Analysis and Design*, 4<sup>th</sup> ed., McGraw Hill Book Co., 1995.
- [BALABANIAN-85] BALABANIAN, N.; BICKART, T.: *Electrical Network Theory*, pp. 229-303, R.E. Krieger Publishing Co., 1985.
- [CHUA-87] CHUA, L.O., DESOER, C.S.; KUH, E.S.: *Linear and Nonlinear Circuits*, McGraw Hill, New York, 1987.
- [CISPR16] C.I.S.P.R. 16 : *Specification for Radio Interference Measuring Apparatus and Measurement Methods*, 1987.
- [CISPR22] C.I.S.P.R. 22 : *Limits and Methods of Measurement of Radio Interference Characteristics of Information Technology Equipment*, 1985.
- [CLAVEL-94] CLAVEL, E., SCHANEN J-L., ROUDET J.: *Electromagnetic Modelling of a Power Module Case*, Euro EM'94 Conference.
- [CLAVEL-96] CLAVEL, E.: *Vers un Outil de Conception de Câblage : le logiciel InCa*, Thèse de Doctorat INPG, LEG, Grenoble 1996.
- [COGITORE-94] COGITORE, B.: *Recherche de circuits équivalents pour les composants magnétiques haute fréquence*, Thèse de Doctorat INPG, LEG, Grenoble 1994.
- [COSTA-98] COSTA, F.; JACQUES, N.; LABOURE, E.; MAZALEYRAT, F.; DELBOSC, S.; LACARNOY, A.: *Optimisation du volume et de l'efficacité des filtres RFI dans une alimentation à découpage*; EPF 98, pp. 219-224, 1998.
- [CREBIER-99] CREBIER, J.C.: *Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les redresseurs commandés*, Thèse de Doctorat INPG, LEG, Grenoble 1999.



- [GALLIVAN-94] GALLIVAN, K., GRIMME, E., VAN DOOREN, P.: *Asymptotic Waveform Evaluation via a Lanczos Method*, App. Math. Lett. Vol.7, No. 5, pp. 75-80, 1994.
- [GELFAND-62] GELFAND, I.M.; TSETLIN, M.L.: *Some methods of control for complex systems*; Russian Mathematical Surveys 17, 1 1962.
- [GÜNTHER] GÜNTHER, M.; FELDMANN, U.: *CAD-based electric circuit modeling in industry Part I: Mathematical structure and index of network equations ; Part II: Impact of network structure and parameters*; Submitted to Surveys Math. Ind.
- [GRIMBLEBY-90] GRIMBLEBY, J.B.: *Computer-Aided Analysis and Design of Electronic Networks*; Pitman Publishing, London, 1990.
- [KOWALIK-68] KOWALIK, J.; OSBORNE, M.R.: *Methods for Unconstrained Optimization Problems*; American Elsevier Publishing Co., Inc., New York, 1968.
- [KOWALSKI-94] KOWALSKI, K.: *Methods of Hilbert Spaces in the Theory of Nonlinear Dynamical Systems*; World Scientific, Singapore, 1994.
- [KOZEK-96] KOZEK, W.: *Matched Weyl-Heisenberg Expansions of Nonstationary Environments*; Thèse de Doctorat, Fakultät für Elektrotechnik, Technischen Universität Wien, Wien 1996.
- [LAGARIAS-96] LAGARIAS, J.C.; REEDS, J.A.; WRIGHT, M.H.; WRIGHT, P.E.: *Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Algorithm in Low Dimensions*; Computing Sciences Research Center, Bell Laboratories, Technical Report 96-4-07.
- [LAVEUVE-91] LAVEUVE, E.: *Modélisation des transformateurs des convertisseurs haute fréquence*, Thèse de Doctorat INPG, LEG, Grenoble 1991.
- [LEE-89] LEE, F.C.: *High-frequency resonant, quasi-resonant and multi-resonant converters*; Volume 1 VPEC, 1989.
- [LI-98] LI, D.; TYMERSKI, R.: *A Comparison of Steady State Methods for Power Electronic Circuits*; Proceedings of 29th Power Electronics Specialists Conference (PESC'98) Fukuoka (Japan), pp 1084-1090, May 1998.
- [MAAS-88] MAAS, S.A.: *Nonlinear Microwave Circuits*; Artech House, 1988.

- [MAKSIMOVIC-97] MAKSIMOVIC, D.: *Automated Steady-State Analysis of Switching Power Converters using a General-Purpose Simulation Tool*; IEEE Power Electronics Specialists Conference, St. Louis, Missouri, June 1997.
- [MICROSIM-96] MICROSIM CORPORATION : *MicroSim PSpice® A/D & Basics+, Circuit Analysis Software*; User's Guide, version 7.1, October 1996.
- [MOHAN-95] MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS W.P. : *Introduction to Power electronics, Converters, Applications and Design*; John Wiley & Sons, 1995.
- [NÄHRI-93] NÄHRI, T.: *Frequency-domain analysis of nonlinear microwave circuits*; Doctoral Thesis, Technical Research Center of Finland, VTT Publications 148, 1993.
- [NAVE-91] NAVE, M.J.: *Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies*; Van Nostrand Reinhold, New York, 1991.
- [PAUL-92] PAUL, C.R.: *Introduction to electromagnetic compatibility*; John Wiley & Sons, 1992.
- [POPESCU-97] POPESCU, R.M.: *Caractérisation d'un onduleur monophasé et triphasé dans la bande RF*; DEA, juin 1997, INPG, LEG, Grenoble.
- [RAJAGOPALAN-87] RAJAGOPALAN, V.: *Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems*; Marcel Dekker, New York, 1987.
- [RIZZOLI-88] RIZZOLI, V.; CECCHETTI, C.; LIPPARINI, A.; MASTRI, F. : *General-purpose harmonic balance analysis of nonlinear microwave circuits under multitone excitation*; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-36, pp. 1650-1659, December 1988.
- [RIZZOLI-92] RIZZOLI, V.; LIPPARINI, A.; ESPOSTI, V.D.; MASTRI, F.; CECCHETTI, C. : *Simultaneous Thermal and Electrical Analysis of Nonlinear Microwave Circuits*; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-40, pp. 1446-1455, July 1992.
- [RUEHLI-72] RUEHLI, A.E.: *Inductance Calculations in a Complex Integrated Circuit Environmen*, IBM Journal of Research and Development, 1972.
- [SCHANEN-94] SCHANEN, J-L.: *Intégration de la Compatibilité ElectroMagnétique dans la Conception de Convertisseurs en Electronique de Puissance*, Thèse de Doctorat INPG, LEG, Grenoble 1994.

- [SCHEICH-93] SCHEICH, R.: *Caractérisation et Prédétermination de Perturbations Conduites dans les Convertisseurs d'Electronique de Puissance*. Thèse de Doctorat INPG, LEG, Grenoble 1993.
- [SCHEICH-96] SCHEICH, R.; ROUDET, J.: *Comparison of a Forced Switching and a Quasi-Resonant Series Chopper with Regard to Radio-Frequency Noise Emission*, ETEP, Vol.6, No.1/1996.
- [SCHELLMANN-96] SCHELLMANN, A.: *Conception d'une alimentation à découpage haute fréquence*; DEA, septembre 1996, INPG, LEG, Grenoble.
- [SCHELLMANN-99] SCHELLMANN, A.: *Circuits équivalents pour transformateurs multi-enroulements. Application à la CEM conduite d'un convertisseur*. Thèse de Doctorat INPG, LEG, Grenoble 1999.
- [SCHUTZ-99] SCHUTZ, J.: *Méthodologie de Conception d'une Alimentation à Découpage*. Thèse de Doctorat INPG, LEG, Grenoble 1999.
- [SIMPLORER-98] KNORR, B.; KNORR, U.; ZACHARIAS, L.; PUDER, H.: *Simplorer reference manual – version 3.3.*; SIMEC GmbH&Co KG, 1998.
- [TEULINGS-97] TEULINGS, W.: *Prise en compte du Câblage dans la Conception et la Simulation des Convertisseurs de Puissance : Performances CEM*, Thèse de Doctorat INPG, LEG, Grenoble 1997.
- [TIHANYI-95] TIHANYI, L.: *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*; IEEE Press, 1995.
- [TSE-98] TSE, K.K.; CHUNG, H.; HUI, S.Y.R.: *Quadratic State-Space Modeling Technique for Analysis and Simulation of Power Electronic Converters*; IEEE 0-7803-4489-8/98, pp. 1069-1075, 1998.
- [ZADEH-50] ZADEH, L.: *Frequency Analysis of Variable Networks*, IRE Proc., vol.38, pp. 291-299, 1950.

---

## ANNEXES

- A.1. FORMULES EXPLICITES POUR UN SYSTEME AVEC UNE ENTREE SINUSOÏDALE
- A.2. ALGORITHME BASE SUR UN SCHEMA FADEEV POUR CALCULER  $(sI-A)^{-1}$
- A.3. LE SCHEMA ET LA MISE EN EQUATION DU HACHEUR SERIE
- A.4. ALGORITHME D'OPTIMISATION NELDER-MEAD (DOWNHILL SIMPLEX)
- A.5. LE SCHEMA ET LA MISE EN EQUATION POUR ONDULEUR DE TENSION MONOPHASE
- A.6. LE SCHEMA ET LA MISE EN EQUATION POUR LE FLYBACK RESONANT
- A.7. LE SCHEMA ET LA MISE EN EQUATION DE LA STRUCTURE HACHEUR SERIE - FILTRE CEM
- A.8. CRITIQUE DE LA MODELISATION BASEE SUR DES SOURCES DE PERTURBATIONS
- A.9. PRECISIONS SUR LA REPRESENTATION GRAPHIQUE CHOISIE POUR LES RESULTATS DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL



## A.1. FORMULES EXPLICITES POUR UN SYSTEME AVEC UNE ENTREE SINUSOÏDALE

On considère un système à une entrée sinusoïdale  $U(t) = \alpha_2 \sin(\alpha_3 \cdot t + \alpha_4)$  avec  $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$  des constantes ( $\alpha_3 = \omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0, \alpha_4 = \varphi_0$ ).

Notations:

$$\begin{aligned} \Delta t_k &= t_k - t_{k-1}; \quad \varphi_k = \varphi_0 + \omega_0 \cdot t_{k-1}; \quad \Phi_k = e^{A_K \cdot \Delta t_k}; \quad x_{0k} = x_k(t_{k-1}); \\ \chi_k &= (A_K^2 + \omega_0^2 \cdot I)^{-1} [\sin \varphi_k \cdot A_K + \omega_0 \cdot \cos \varphi_k \cdot I]; \quad \mathfrak{G}_k = \omega_0^{-1} \cdot [\sin \varphi_k \cdot I - \chi_k \cdot A_K]; \\ \Psi_K &= [\mathfrak{G}_k \cdot \sin(\omega_0 \cdot \Delta t_k) + (e^{A_K \cdot \Delta t_k} - \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_k)) \cdot I] \cdot \chi_k \cdot B_K \end{aligned}$$

En intégrant analytiquement (Eq.II.4), on obtient les expressions suivantes pour le domaine temporel :

$$\begin{aligned} x_k(t) &= e^{A_K(t-t_{k-1})} \cdot x_{0k} + [\mathfrak{G}_k \cdot \sin(\omega_0(t-t_{k-1})) + (e^{A_K(t-t_{k-1})} - \cos(\omega_0(t-t_{k-1}))) \cdot I] \cdot \chi_k \cdot B_K \cdot \alpha_2 \\ y_k(t) &= C_K \cdot \left[ e^{A_K(t-t_{k-1})} \cdot x_{0k} + \left[ \mathfrak{G}_k \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t-t_{k-1})) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. (e^{A_K(t-t_{k-1})} - \cos(\omega_0 \cdot (t-t_{k-1}))) \cdot I \right] \cdot \chi_k \cdot B_K \cdot \alpha_2 \right] + \\ &\quad + D_K \cdot \alpha_2 \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t-t_{k-1}) + \varphi_k) \end{aligned}$$

Avec les nouvelles notations le régime permanent est estimé avec les mêmes formules :

$$\begin{aligned} x_{01} &= \left( I - \prod_{k=N_{SW}}^1 \Phi_k \right)^{-1} \cdot [\Phi_{N_{SW}} \cdot (\Phi_{N_{SW}-1} \cdot (\dots (\Phi_2 \cdot \Psi_1 + \Psi_2) \dots) + \Psi_{N_{SW}-1}) + \Psi_{N_{SW}}] \cdot \alpha_2 \\ x_{0k} &= \Phi_{k-1} \cdot x_{0k-1} + \Psi_{k-1} \cdot \alpha_2, \quad k \in (2, 3, \dots, N_{SW}-1) \end{aligned}$$

Pour ce qui est de l'existence d'un tel régime, on a la même condition nécessaire et suffisante:

$$\text{"Le régime permanent existe et il est unique} \Leftrightarrow \det \left( I - \prod_{k=N_{SW}}^1 \Phi_k \right) \neq 0 \text{"}$$

Le spectre de la sortie est :

$$S_n = 2 \cdot f_0 \cdot \left| \sum_{k=1}^{N_{SW}} e^{-j \cdot \omega_n \cdot t_{k-1}} \cdot [C_K \cdot \beta_{k,n} + D_K \cdot \gamma_{k,n}] \right|$$

avec les notations :

$$\begin{aligned} \beta_{k,n} &= (A_K - j \cdot \omega_n \cdot I)^{-1} \cdot (\Phi_k \cdot e^{-j \cdot \omega_n \cdot \Delta t_k} - I) \cdot (x_{0k} + \chi_k \cdot B_K \cdot \alpha_2) + \\ &\quad + \mathfrak{G}_k \cdot B_K \cdot \left( \frac{\omega_0}{\omega_0^2 - \omega_n^2} - e^{-j \cdot \omega_n \cdot \Delta t_k} \cdot \frac{\omega_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_k) + j \cdot \omega_n \cdot \sin(\omega_0 \cdot \Delta t_k)}{\omega_0^2 - \omega_n^2} \right) \cdot \alpha_2 - \\ &\quad - \chi_k \cdot B_K \cdot \left( \frac{j \cdot \omega_n}{\omega_0^2 - \omega_n^2} + e^{-j \cdot \omega_n \cdot \Delta t_k} \cdot \frac{\omega_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot \Delta t_k) - j \cdot \omega_n \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_k)}{\omega_0^2 - \omega_n^2} \right) \cdot \alpha_2 \end{aligned}$$

$$\gamma_{k,n} = \left( \frac{\omega_0 \cdot \cos \varphi_k + j \cdot \omega_n \cdot \sin \varphi_k}{\omega_0^2 - \omega_n^2} - e^{-j \cdot \omega_n \cdot \Delta t_k} \cdot \frac{\omega_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_k + \varphi_k) + j \cdot \omega_n \cdot \sin(\omega_0 \cdot \Delta t_k + \varphi_k)}{\omega_0^2 - \omega_n^2} \right) \alpha_2$$

A.2. ALGORITHME BASE SUR UN SCHEMA FADEEV POUR CALCULER  $(sI-A)^{-1}$ 

L'algorithme présenté en [BALABANIAN-85] permet d'exprimer l'inverse de la matrice caractéristique comme un rapport entre un polynôme en  $s$  de coefficients matriciels et le polynôme caractéristique sans calculer les valeurs propres.

A partir de la définition de l'inverse d'une matrice :

$$(s \cdot I - A)^{-1} = \frac{\text{adj}(s \cdot I - A)}{\det(s \cdot I - A)} = \frac{P(s)}{d(s)} = \frac{P_0 \cdot s^{n-1} + P_1 \cdot s^{n-2} + \dots + P_{n-2} \cdot s + P_{n-1}}{s^n + d_1 \cdot s^{n-1} + \dots + d_{n-1} \cdot s + d_n} \quad (\text{Eq.A.2.1})$$

de même que :

$$(s \cdot I - A) \cdot P(s) = d(s) \cdot I \quad (\text{Eq.A.2.2}).$$

En développant les polynômes  $P(s)$ ,  $d(s)$  en (Eq.A.2.2), nous obtenons une première relation qui va nous servir pour construire leurs coefficients :

$$P_k = A \cdot P_{k-1} + d_k \cdot I \quad (\text{Eq.A.2.3}).$$

Toujours à partir de (Eq.A.2.2), on trouve une relation concernant les traces des matrices:

$$s \cdot \text{tr}[P(s)] - \text{tr}[A \cdot P(s)] = n \cdot d(s) \quad (\text{Eq.A.2.4}).$$

Un raisonnement assez facile permet de montrer que :

$$s \cdot \frac{d}{ds}[d(s)] = \text{tr}[P(s)], \text{ donc } s \cdot \frac{d}{ds}[d(s)] - n \cdot d(s) = \text{tr}[A \cdot P(s)] \quad (\text{Eq.A.2.5}).$$

L'identification des coefficients des puissances de  $s$  en (Eq.A.2.5) nous fournit la deuxième relation pour construire  $(sI-A)^{-1}$  :

$$d_k = -\frac{1}{k} \text{tr}(A \cdot P_{k-1}) \quad (\text{Eq.A.2.6}).$$

Les deux relations (Eq.A.2.3), (Eq.A.2.6) nous fournissent la technique pour construire les matrices  $P_k$  et les scalaires  $d_k$  avec un nombre fini de pas. La séquence de calcul est la suivante:

$$\begin{aligned} P_0 &= I && \rightarrow d_1 = -\text{tr}(A) \\ P_1 &= A + d_1 \cdot I && \rightarrow d_2 = -\frac{1}{2} \text{tr}(A \cdot P_1) \\ P_2 &= A \cdot P_1 + d_2 \cdot I && \rightarrow d_3 = -\frac{1}{3} \text{tr}(A \cdot P_2) \\ &\dots && \\ P_k &= A \cdot P_{k-1} + d_k \cdot I && \rightarrow d_{k+1} = -\frac{1}{k+1} \text{tr}(A \cdot P_k) \\ &\dots && \\ P_{n-1} &= A \cdot P_{n-2} + d_{n-1} \cdot I && \rightarrow d_n = -\frac{1}{n} \text{tr}(A \cdot P_{n-1}) \end{aligned}$$

Pour valider le calcul on doit vérifier que :  $A \cdot P_{n-1} + d_n \cdot I = 0$

## A.3. LE SCHEMA ET LA MISE EN EQUATION DU HACHEUR SERIE (CHAPITRE 2)

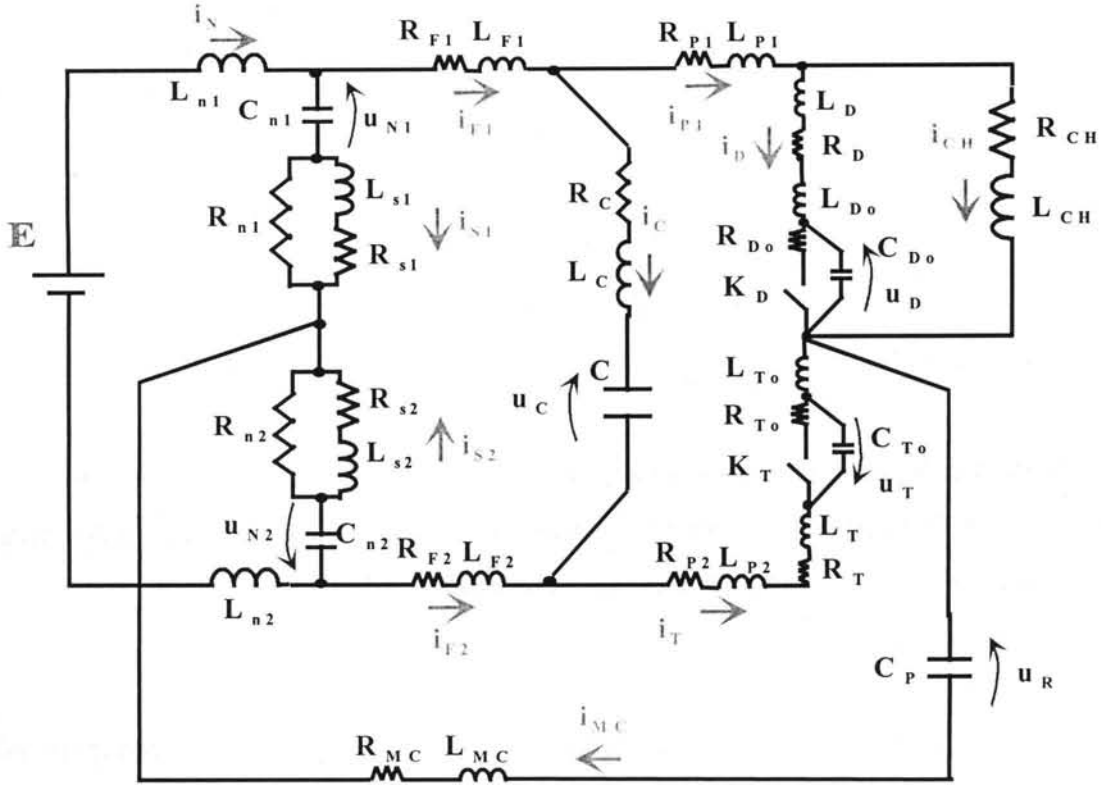


Figure 1 Hacheur série: schéma pour le calcul avec la Méthode Fréquentielle

Les variables d'état qui correspondent aux éléments à stockage d'énergie :

$i_N, i_{S1}, i_{S2}, i_{F1}, i_{F2}, i_C, i_{P1}, i_D, i_T, i_{CH}, i_{Mc}, u_{N1}, u_{N2}, u_C, u_D, u_T, u_R$ .

Les équations (en fonction des variables d'état) pour les mailles invariables par rapport aux commutations de  $K_D$  et  $K_T$  :

$$E = (L_{N1} + L_{N2}) \cdot \frac{di_N}{dt} + u_{N1} + R_{S1} \cdot i_{S1} + L_{S1} \cdot \frac{di_{S1}}{dt} - R_{S2} \cdot i_{S2} - L_{S2} \cdot \frac{di_{S2}}{dt} - u_{N2}$$

$$L_{S1} \cdot \frac{di_{S1}}{dt} + R_{S1} \cdot i_{S1} = R_{N1} \cdot \left( C_{N1} \cdot \frac{du_{N1}}{dt} - i_{S1} \right); L_{S2} \cdot \frac{di_{S2}}{dt} + R_{S2} \cdot i_{S2} = R_{N2} \cdot \left( C_{N2} \cdot \frac{du_{N2}}{dt} - i_{S2} \right)$$

$$u_{N1} + R_{S1} \cdot i_{S1} + L_{S1} \cdot \frac{di_{S1}}{dt} - R_{S2} \cdot i_{S2} - L_{S2} \cdot \frac{di_{S2}}{dt} - u_{N2} = L_{F1} \cdot \frac{di_{F1}}{dt} + R_{F1} \cdot i_{F1} + u_C + R_C \cdot i_C + L_C \cdot \frac{di_C}{dt} - L_{F2} \cdot \frac{di_{F2}}{dt} - R_{F2} \cdot i_{F2}$$

$$u_C + R_C i_C + L_C \frac{di_C}{dt} =$$

$$= L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} + R_{P1} i_{P1} + (L_D + L_{D0}) \frac{di_D}{dt} + R_D i_D + u_D - u_T - (L_{P2} + L_T + L_{T0}) \frac{di_T}{dt} - (R_{P2} + R_T) i_T$$

$$(L_D + L_{D0}) \frac{di_D}{dt} + R_D i_D + u_D = L_{CH} \frac{di_{CH}}{dt} + R_{CH} i_{CH}$$



$$u_{N1} + R_{S1}i_{S1} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = L_{F1} \frac{di_{F1}}{dt} + R_{F1}i_{F1} + L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} + R_{P1}i_{P1} + (L_D + L_{D0}) \frac{di_D}{dt} + R_D i_D +$$

$$+ u_D + u_R + L_{MC} \frac{di_{MC}}{dt} + R_{MC} i_{MC}$$

Les équations pour les nœuds :

$$i_N = C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} + i_{F1}; \quad i_N = -C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} - i_{F2}$$

$$\boxed{i_{P1} = i_D + i_{CH}; \quad i_{F1} = i_D + i_{CH} + i_C; \quad i_{F2} = i_T - i_C; \quad i_{MC} = i_T + i_D + i_{CH}}$$

$$\boxed{C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} + C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} + C_P \frac{du_R}{dt} = 0 \Rightarrow u_R = (-1) \left( \frac{C_{N1}}{C_P} u_{N1} + \frac{C_{N2}}{C_P} u_{N2} \right)} \quad (\text{Eq.A.3.1})$$

Les cinq dernières équations vont nous servir à réduire le nombre de variables d'état.

Il faut rajouter deux équations pour les branches avec une inductance et un condensateur qui fixent la relation entre les variables d'état qui leur correspondent :

$$C_P \frac{du_R}{dt} = i_{MC}; \quad C \frac{du_C}{dt} = i_C$$

A toutes ces équations il faut rajouter celles qui rendent compte de l'état ouvert/fermé des interrupteurs  $K_D, K_T$  :

- pour la phase  $K_D$  ouvert /  $K_T$  fermé :

$$C_{D0} \frac{du_D}{dt} = i_D; \quad R_{T0} \left( i_T - C_{T0} \frac{du_T}{dt} \right) = u_T \quad (\text{Eq.A.3.2})$$

- pour la phase  $K_D$  fermé /  $K_T$  ouvert :

$$R_{D0} \left( i_D - C_{D0} \frac{du_D}{dt} \right) = u_D; \quad C_{T0} \frac{du_T}{dt} = i_T \quad (\text{Eq.A.3.3})$$

En conséquence, l'ensemble minimal de variables indépendantes est :

$u_{N1}, u_{N2}, u_C, u_D, u_T, i_N, i_C, i_D, i_T, i_{CH}, i_{S1}, i_{S2}$ .

Les 12 équations qu'on obtient après avoir effectué les substitutions sont :

$$\boxed{(L_{N1} + L_{N2}) \frac{di_N}{dt} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = -u_{N1} + u_{N2} - R_{S1}i_{S1} + R_{S2}i_{S2} + E}$$

$$\boxed{R_{N1}C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} - L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = (R_{S1} + R_{N1})i_{S1}; \quad R_{N2}C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = (R_{S2} + R_{N2})i_{S2}}$$

$$\boxed{(L_{F1} + L_{F2} + L_C) \frac{di_C}{dt} + L_{F1} \frac{di_D}{dt} - L_{F2} \frac{di_T}{dt} + L_{F1} \frac{di_{CH}}{dt} - L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} + L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} =}$$

$$= u_{N1} - u_{N2} - u_C - (R_C + R_{F1} + R_{F2})i_C - R_{F1}i_D + R_{F2}i_T - R_{F1}i_{CH} + R_{S1}i_{S1} - R_{S2}i_{S2}$$

$$\boxed{-L_C \frac{di_C}{dt} + (L_D + L_{D0} + L_{P1}) \frac{di_D}{dt} - (L_{P2} + L_T + L_{T0}) \frac{di_T}{dt} + L_{P1} \frac{di_{CH}}{dt} =}$$

$$= u_C - u_D + u_T + R_C i_C - (R_{P1} + R_D)i_D + (R_{P2} + R_T)i_T - R_{P1}i_{CH}$$

$$(L_D + L_{D0}) \frac{di_D}{dt} - L_{CH} \frac{di_{CH}}{dt} = -u_D - R_D i_D + R_{CH} i_{CH}$$

$$L_{F1} \frac{di_C}{dt} + (L_{F1} + L_{P1} + L_{MC} + L_D + L_{D0}) \frac{di_D}{dt} + L_{MC} \frac{di_T}{dt} + (L_{F1} + L_{P1} + L_{MC}) \frac{di_{CH}}{dt} - L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = \left(1 + \frac{C_{N1}}{C_P}\right) u_{N1} + \frac{C_{N2}}{C_P} u_{N2} - u_D - R_{F1} i_C - (R_{F1} + R_{P1} + R_{MC} + R_D) i_D - (R_{F1} + R_{P1} + R_{MC}) i_{CH} + R_{S1} i_{S1}$$

$$C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} = i_N - i_C - i_D - i_{CH}; \quad C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} = -i_N + i_C - i_T; \quad C \frac{du_C}{dt} = i_C$$

et les deux équations des interrupteurs :

- pour la phase  $K_D$  ouvert /  $K_T$  fermé :

$$C_{D0} \frac{du_D}{dt} = i_D; \quad C_{T0} \frac{du_T}{dt} = -\frac{1}{R_{T0}} u_T + i_T$$

- pour la phase  $K_D$  fermé /  $K_T$  ouvert :

$$C_{D0} \frac{du_D}{dt} = -\frac{1}{R_{D0}} u_D + i_D; \quad C_{T0} \frac{du_T}{dt} = i_T$$

Ceci nous permet d'écrire le système d'équations différentielles d'évolution sous la forme :

$$M_k \frac{dx_k(t)}{dt} = A_{0k} x_k(t) + B_{0k} U(t) \text{ pour ensuite identifier les éléments des matrices :}$$

$$A_k = (M_k)^{-1} A_{0k}; \quad B_k = (M_k)^{-1} B_{0k}$$

#### A.4. ALGORITHME D'OPTIMISATION NELDER-MEAD (DOWNHILL SIMPLEX)

*Définition* : Un ensemble de  $(n + 1)$  points dans l'espace  $n$ -dimensionnel est un "simplex".

Quand les points sont équidistants on parle d'un simplex *régulier*.

Par exemple, pour  $n = 2$  le simplex régulier est le triangle équilatéral. Le principe de la méthode repose sur le fait qu'il est très aisé de construire un nouveau simplex en reflétant un des points dans l'hyperplan déterminé par les autres points. En choisissant de refléter le point dont la valeur est la plus grande, on est en mesure d'espérer que la valeur de la fonction objectif pour ce nouveau point soit inférieure. Si c'est le cas, le procédé est répété pour "déplacer" le simplex vers le minimum recherché. Nelder et Mead ont proposé une démarche plus flexible dans laquelle le simplex peut être modifié en ce qui concerne sa géométrie et ses dimensions. Le simplex perd sa régularité mais il s'adapte mieux au comportement local de la fonction objectif. Notations :

- $x_h$  est le point pour lequel  $f(x_h) = \max f(x_i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, n+1$ .
- $x_s$  correspond à  $f(x_s) = \max f(x_i)$ ,  $i \neq h$ .

- $x_l$  est le point dont  $f(x_l) = \min f(x_i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, n+1$ .
- $x_o$  est le point qui correspond à  $x_o = \frac{1}{n} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq h}}^{n+1} x_i$ .

Il y a trois opérations fondamentales :

- *réflexion* quand  $x_h$  est remplacé par  $x_r = (1+\alpha) x_o - \alpha x_h$  où  $\alpha > 0$  est le coefficient de réflexion
- *expansion* pour un point avec les coordonnées calculées avec  $x_e = \gamma x_r + (1-\gamma) x_o$  où  $\gamma > 1$  est le coefficient d'expansion
- *contraction* avec  $x_c = \beta x_h + (1-\beta) x_o$  où  $0 < \beta < 1$  est le coefficient de contraction.

L'algorithme pour s'approcher du minimum local consiste à suivre les étapes suivantes :

1. on démarre avec un simplexe initial pour lequel on calcule la valeur de la fonction objectif pour chaque point afin de déterminer  $x_h, x_b, x_s, x_o$ .
2. le point  $x_r$  est calculé tout comme la valeur  $f(x_r)$ .
3. Si  $f(x_s) \geq f(x_r) \geq f(x_l)$ ,  $x_h$  est remplacé avec  $x_r$  et on repart avec le nouveau simplexe (pas 1)
4. Si  $f(x_r) < f(x_l)$  on peut s'attendre à trouver une valeur inférieure dans la direction  $(x_r - x_o)$ . Dans ce cas on essaye de faire un saut en procédant à une expansion. L'expansion est considérée réussie pour  $f(x_l) > f(x_e)$  et  $x_h$  est remplacé dans ce cas avec  $x_e$ . Si ce n'est pas le cas  $x_h$  est remplacé par  $x_r$  et on redémarre avec le nouveau simplexe.
5. Toutefois si  $f(x_h) > f(x_r) > f(x_s)$ ,  $x_h$  est remplacé avec  $x_r$ , une contraction est effectuée (Pour  $f(x_r) > f(x_h)$  on opère la contraction sans faire le remplacement). Une fois la contraction réalisée,  $f(x_h)$  et  $f(x_c)$  sont comparées.
6. Si  $f(x_h) > f(x_c)$  la contraction est réussie,  $x_h$  est remplacé avec  $x_c$  et on redémarre avec le nouveau simplexe. En cas d'échec ( $f(x_h) \leq f(x_c)$ ), le dernier simplexe est "rétréci" vers le point  $x_l$  :

$$x_i \leftarrow \frac{1}{2}(x_i + x_l) \text{ et on revient à 1.}$$

Le critère pour arrêter l'algorithme proposé par Nelder et Mead est :

$$\sqrt{\left\{ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n+1} (f(x_i) - f(x_o))^2 \right\}} < \varepsilon.$$

## A.5. LE SCHEMA ET LA MISE EN EQUATION POUR ONDULEUR DE TENSION MONOPHASE

## (CHAPITRE 3)

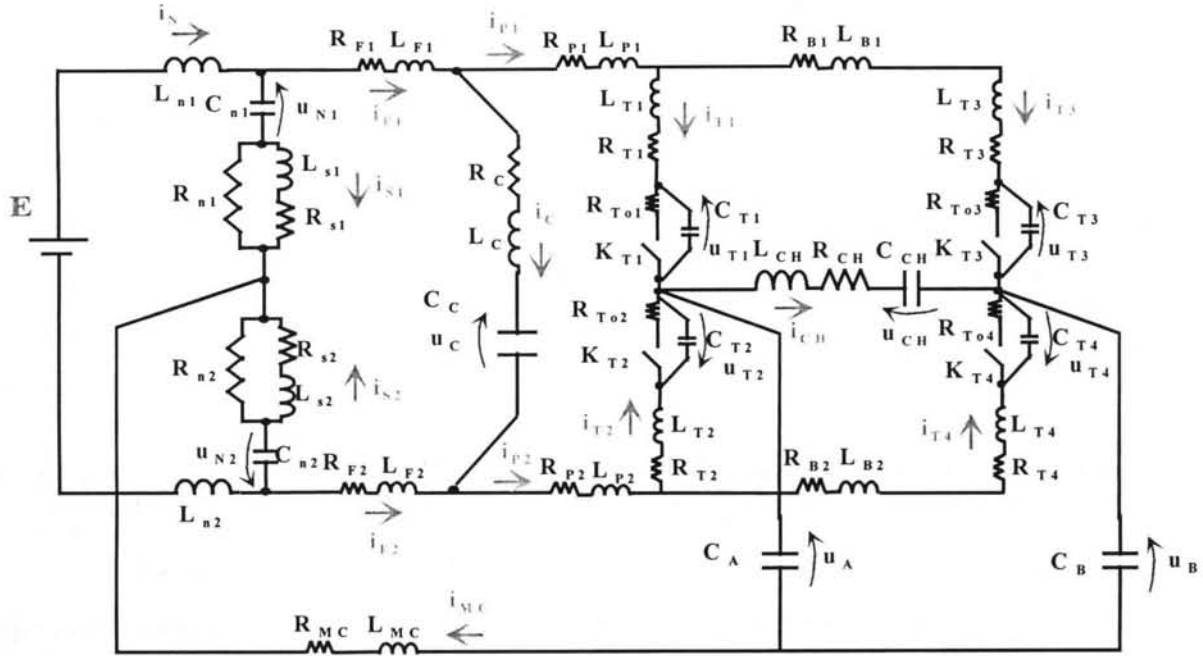


Figure 2 Onduleur de tension monophasé: schéma pour le calcul avec la Méthode Fréquentielle

Les variables d'état qui correspondent aux éléments à stockage d'énergie :

$i_N, i_{S1}, i_{S2}, i_{F1}, i_{F2}, i_C, i_{P1}, i_{P2}, i_{T1}, i_{T2}, i_{T3}, i_{T4}, i_{CH}, i_{MC}, u_{N1}, u_{N2}, u_C, u_{T1}, u_{T2}, u_{T3}, u_{T4}, u_{CH}, u_A, u_B$ .

Changements de notation :

$$L_{T3} \leftarrow L_{T3} + L_{B1}; R_{T3} \leftarrow R_{T3} + R_{B1}; L_{T4} \leftarrow L_{T4} + L_{B2}; R_{T4} \leftarrow R_{T4} + R_{B2}; 2L_N \leftarrow (L_{N1} + L_{N2})$$

Les équations (en fonction des variables d'état) pour les mailles invariables par rapport aux commutations de  $K_{T1}, K_{T2}, K_{T3}, K_{T4}$  :

$$E = 2L_N \frac{di_N}{dt} + u_{N1} + R_{S1}i_{S1} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - R_{S2}i_{S2} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} - u_{N2}$$

$$L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} + R_{S1}i_{S1} = R_{N1} \left( C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} - i_{S1} \right); L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} + R_{S2}i_{S2} = R_{N2} \left( C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} - i_{S2} \right)$$

$$u_{N1} + R_{S1}i_{S1} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - R_{S2}i_{S2} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} - u_{N2} = L_{F1} \frac{di_{F1}}{dt} + R_{F1}i_{F1} + u_C + R_C i_C + L_C \frac{di_C}{dt} - L_{F2} \frac{di_{F2}}{dt} - R_{F2}i_{F2}$$

$$u_C + R_C i_C + L_C \frac{di_C}{dt} = L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} + R_{P1}i_{P1} + L_{T1} \frac{di_{T1}}{dt} + R_{T1}i_{T1} + u_{T1} - u_{T2} - L_{T2} \frac{di_{T2}}{dt} - L_{P2} \frac{di_{P2}}{dt} - R_{T2}i_{T2} - R_{P2}i_{P2}$$

$$L_{T1} \frac{di_{T1}}{dt} + R_{T1}i_{T1} + u_{T1} + L_{CH} \frac{di_{CH}}{dt} + R_{CH}i_{CH} + u_{CH} = L_{T3} \frac{di_{T3}}{dt} + R_{T3}i_{T3} + u_{T3}$$

$$L_{T2} \frac{di_{T2}}{dt} + R_{T2}i_{T2} + u_{T2} + L_{CH} \frac{di_{CH}}{dt} + R_{CH}i_{CH} + u_{CH} = L_{T4} \frac{di_{T4}}{dt} + R_{T4}i_{T4} + u_{T4}$$

$$u_A = L_{CH} \frac{di_{CH}}{dt} + R_{CH} i_{CH} + u_{CH} + u_B$$

$$u_{N1} + R_{S1} i_{S1} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = L_{F1} \frac{di_{F1}}{dt} + R_{F1} i_{F1} + L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} + R_{P1} i_{P1} + L_{T1} \frac{di_{T1}}{dt} + R_{T1} i_{T1} + u_{T1} + u_A + L_{MC} \frac{di_{MC}}{dt} + R_{MC} i_{MC}$$

Les équations pour les nœuds :

$$i_N = C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} + i_{F1}; \quad i_N = -C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} - i_{F2}; \quad i_{T1} + i_{T2} = i_{CH} + C_A \frac{du_A}{dt}$$

$$\begin{aligned} i_{P1} &= i_{T1} + i_{T3}; & i_{P2} &= i_{T2} + i_{T4}; & i_{F1} &= i_{T1} + i_{T3} + i_C; \\ i_{F2} &= i_{T2} + i_{T4} - i_C; & i_{MC} &= i_{T1} + i_{T2} + i_{T3} + i_{T4} \\ C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} + C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} + C_A \frac{du_A}{dt} + C_B \frac{du_B}{dt} &= 0 \Rightarrow u_B = (-1) \left( \frac{C_{N1}}{C_B} u_{N1} + \frac{C_{N2}}{C_B} u_{N2} + \frac{C_A}{C_B} u_A \right) \end{aligned}$$

Les six dernières équations vont nous servir à réduire le nombre de variables d'état.

Il faut rajouter deux équations pour les branches avec une inductance et un condensateur qui fixent la relation entre les variables d'état qui leur correspondent :

$$C_{CH} \frac{du_{CH}}{dt} = i_{CH}; \quad C_C \frac{du_C}{dt} = i_C$$

A toutes ces équations il faut rajouter les quatre équations qui rendent compte de l'état ouvert/fermé des interrupteurs K pour les deux phases :

- pour la phase K<sub>1</sub>, K<sub>4</sub> fermés / K<sub>2</sub>, K<sub>3</sub> ouverts :

$$\begin{aligned} C_{T1} \frac{du_{T1}}{dt} &= i_{T1} - \frac{1}{R_{T01}} u_{T1}; & C_{T2} \frac{du_{T2}}{dt} &= i_{T2}; \\ C_{T3} \frac{du_{T3}}{dt} &= i_{T3}; & C_{T4} \frac{du_{T4}}{dt} &= i_{T4} - \frac{1}{R_{T04}} u_{T4}; \end{aligned}$$

- pour la phase K<sub>1</sub>, K<sub>4</sub> ouverts / K<sub>2</sub>, K<sub>3</sub> fermés :

$$\begin{aligned} C_{T1} \frac{du_{T1}}{dt} &= i_{T1}; & C_{T2} \frac{du_{T2}}{dt} &= i_{T2} - \frac{1}{R_{T02}} u_{T2}; \\ C_{T3} \frac{du_{T3}}{dt} &= i_{T3} - \frac{1}{R_{T03}} u_{T3}; & C_{T4} \frac{du_{T4}}{dt} &= i_{T4}; \end{aligned}$$

En conséquence, l'ensemble minimal de 18 variables indépendantes choisi est :

$u_{N1}, u_{N2}, u_C, u_{T1}, u_{T2}, u_{T3}, u_{T4}, u_A, u_{CH}, i_N, i_C, i_{T1}, i_{T2}, i_{T3}, i_{T4}, i_{CH}, i_{S1}, i_{S2}$ .

Les 18 équations obtenues une fois les substitutions effectuées sont :

$$2L_N \frac{di_N}{dt} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = -u_{N1} + u_{N2} - R_{S1} i_{S1} + R_{S2} i_{S2} + E$$

$$R_{N1} C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} - L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = (R_{S1} + R_{N1}) i_{S1}$$

$$R_{N2} C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = (R_{S2} + R_{N2}) i_{S2}$$

$$\begin{aligned} (L_{F1} + L_{F2} + L_C) \frac{di_C}{dt} + L_{F1} \frac{di_{T1}}{dt} - L_{F2} \frac{di_{T2}}{dt} + L_{F1} \frac{di_{T3}}{dt} - L_{F2} \frac{di_{T4}}{dt} - L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} + L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = \\ = u_{N1} - u_{N2} - u_C - (R_C + R_{F1} + R_{F2}) i_C - R_{F1} i_{T1} + R_{F2} i_{T2} - R_{F1} i_{T3} + R_{F2} i_{T4} + R_{S1} i_{S1} - R_{S2} i_{S2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} -L_C \frac{di_C}{dt} + (L_{P1} + L_{T1}) \frac{di_{T1}}{dt} - (L_{P2} + L_{T2}) \frac{di_{T2}}{dt} + L_{P1} \frac{di_{T3}}{dt} - L_{P2} \frac{di_{T4}}{dt} = \\ = u_C - u_{T1} + u_{T2} + R_C i_C - (R_{P1} + R_{T1}) i_{T1} + (R_{P2} + R_{T2}) i_{T2} - R_{P1} i_{T3} + R_{P2} i_{T4} \end{aligned}$$

$$L_{T1} \frac{di_{T1}}{dt} - L_{T3} \frac{di_{T3}}{dt} + L_{CH} \frac{di_{CH}}{dt} = -u_{T1} + u_{T3} - u_{CH} - R_{T1} i_{T1} + R_{T3} i_{T3} - R_{CH} i_{CH}$$

$$L_{T2} \frac{di_{T2}}{dt} - L_{T4} \frac{di_{T4}}{dt} + L_{CH} \frac{di_{CH}}{dt} = -u_{T2} + u_{T4} - u_{CH} - R_{T2} i_{T2} + R_{T4} i_{T4} - R_{CH} i_{CH}$$

$$L_{CH} \frac{di_{CH}}{dt} = \frac{C_{N1}}{C_B} u_{N1} + \frac{C_{N2}}{C_B} u_{N2} + \left(1 + \frac{C_A}{C_B}\right) u_A - u_{CH} - R_{CH} i_{CH}$$

$$\begin{aligned} L_{F1} \frac{di_C}{dt} + (L_{F1} + L_{P1} + L_{MC} + L_{T1}) \frac{di_{T1}}{dt} + L_{MC} \frac{di_{T2}}{dt} + (L_{F1} + L_{P1} + L_{MC}) \frac{di_{T3}}{dt} + L_{MC} \frac{di_{T4}}{dt} - \\ - L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = u_{N1} - u_{T1} - u_A - R_{F1} i_C - (R_{F1} + R_{P1} + R_{MC} + R_{T1}) i_{T1} - R_{MC} i_{T2} - (R_{F1} + R_{P1} + R_{MC}) i_{T3} - \\ - R_{MC} i_{T4} + R_{S1} i_{S1} \end{aligned}$$

$$C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} = i_N - i_C - i_{T1} - i_{T3}; \quad C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} = -i_N + i_C - i_{T2} - i_{T4}; \quad C_A \frac{du_A}{dt} = i_{T1} + i_{T2} - i_{CH}$$

$$C_C \frac{du_C}{dt} = i_C; \quad C_{CH} \frac{du_{CH}}{dt} = i_{CH}$$

et les quatre équations des interrupteurs :

- pour la phase K<sub>1</sub>, K<sub>4</sub> fermés / K<sub>2</sub>, K<sub>3</sub> ouverts :

$$C_{T1} \frac{du_{T1}}{dt} = i_{T1} - \frac{1}{R_{To1}} u_{T1}; \quad C_{T2} \frac{du_{T2}}{dt} = i_{T2}; \quad C_{T3} \frac{du_{T3}}{dt} = i_{T3}; \quad C_{T4} \frac{du_{T4}}{dt} = i_{T4} - \frac{1}{R_{To4}} u_{T4};$$

- pour la phase K<sub>1</sub>, K<sub>4</sub> ouverts / K<sub>2</sub>, K<sub>3</sub> fermés :

$$C_{T1} \frac{du_{T1}}{dt} = i_{T1}; \quad C_{T2} \frac{du_{T2}}{dt} = i_{T2} - \frac{1}{R_{To2}} u_{T2}; \quad C_{T3} \frac{du_{T3}}{dt} = i_{T3} - \frac{1}{R_{To3}} u_{T3}; \quad C_{T4} \frac{du_{T4}}{dt} = i_{T4};$$

A partir des 18 équations nous pouvons écrire le système d'équations différentielles sous la forme :

$$M_k \frac{dx_k(t)}{dt} = A_{ok} x_k(t) + B_{ok} U(t) \text{ pour ensuite identifier les éléments des matrices :}$$

$$A_k = (M_k)^{-1} A_{ok}; \quad B_k = (M_k)^{-1} B_{ok}$$

## A.6. LE SCHEMA ET LA MISE EN EQUATION POUR LE FLYBACK RESONANT (CHAPITRE 3)

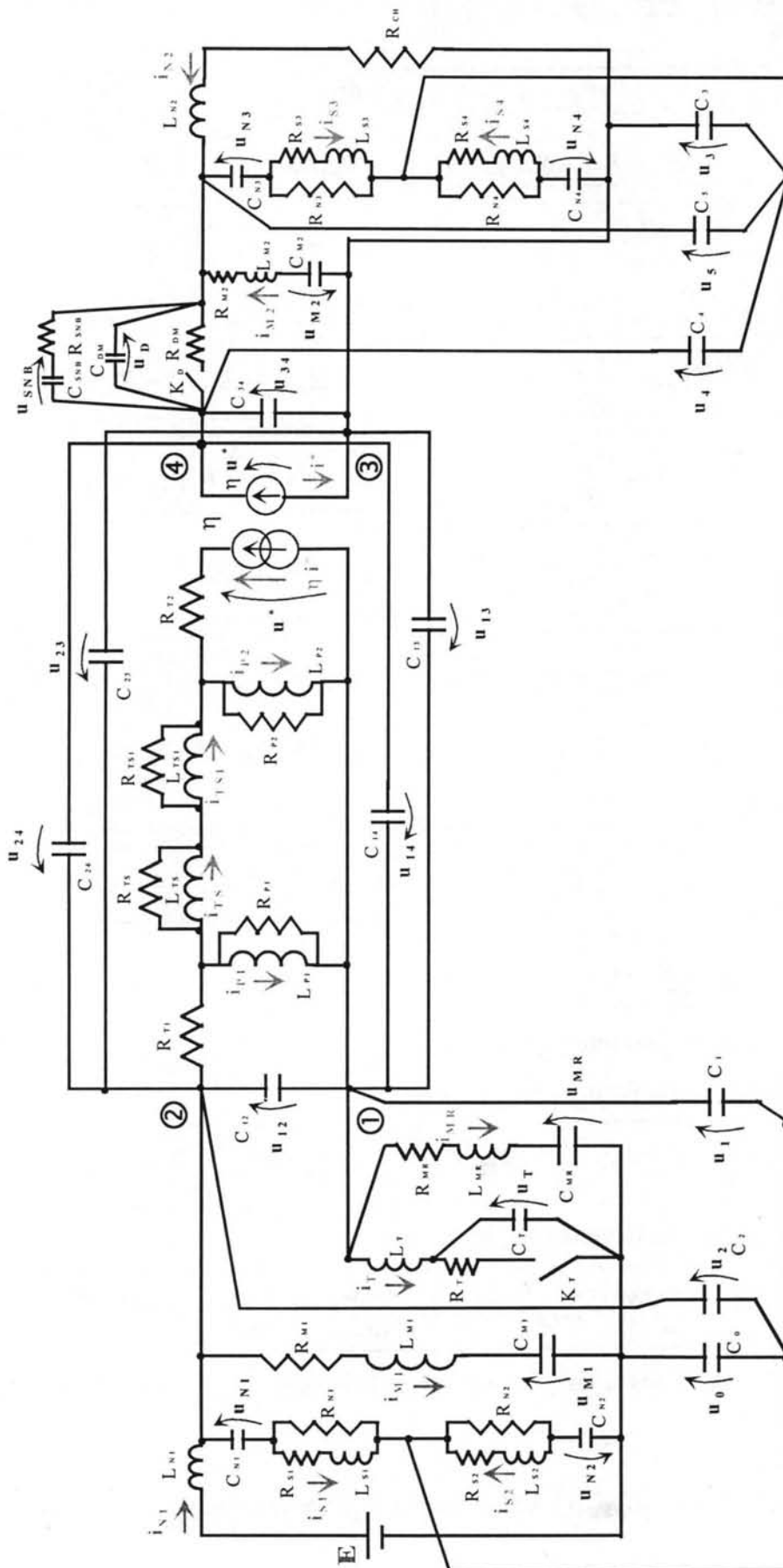


Figure 3 Flyback résonant: schéma pour le calcul avec la Méthode Fréquentielle

Notations utilisées pour les paramètres des modèles :

- interrupteur ( $Q$  - Figure 35.b Chapitre III)  $R \rightarrow R_T, L \rightarrow L_T, C \rightarrow C_T, C_0 \rightarrow C_{QM0}$ ;
- diode ( $D$ ) et CALC (Figure 36.b Chapitre III)  $R \rightarrow R_{DM}, C \rightarrow C_{DM}, C_0 \rightarrow C_{DM0}, C_{SNB}, R_{SNB}$ ;
- transformateur (Figure 37 Chapitre III, Figure 38 Chapitre III)  $R_{T1}, R_{T2}, R_{P1}, R_{P2}, L_{P1}, L_{P2}, R_{TS}, L_{TS}, R_{TS1}, L_{TS1}, C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{23}, C_{24}, C_{34}, C_{O1T}, C_{O2T}, C_{O3T}, C_{O4T}$  ;
- condensateur d'entrée ( $C_1$  - Figure 34 Chapitre III)  $R \rightarrow R_{M1}, L \rightarrow L_{M1}, C \rightarrow C_{M1}$  ;
- condensateur de sortie ( $C_2$  - Figure 34 Chapitre III)  $R \rightarrow R_{M2}, L \rightarrow L_{M2}, C \rightarrow C_{M2}$  ;
- condensateur de résonance ( $C_R$  - Figure 34 Chapitre III)  $R \rightarrow R_{MR}, L \rightarrow L_{MR}, C \rightarrow C_{MR}$  ;
- capacités parasites entre les pistes et le plan de masse (Figure 34 Chapitre III)  $C_{01}, C_{02}, C_{03}, C_{04}, C_{05}, C_{06}$  ;
- le RSIL vers l'alimentation ( $RSIL_1$  - Figure 46 Chapitre III)  $L_{N1}, C_{N1}, C_{N2}, R_{N1}, R_{N2}, R_{S1}, R_{S2}, L_{S1}, L_{S2}$ ;
- le RSIL vers la charge ( $RSIL_2$  - Figure 46 Chapitre III)  $L_{N2}, C_{N3}, C_{N4}, R_{N3}, R_{N4}, R_{S3}, R_{S4}, L_{S3}, L_{S4}$ .

En raison des capacités qui se retrouvent en parallèle dans le schéma équivalent global, le nombre d'éléments peut être réduit. Les nouvelles notations qui prennent en compte les simplifications conséquentes sont :

$$C_0 = C_{02} ; C_1 = C_{O1T} + C_{05} + C_{QM0} ; C_2 = C_{O2T} + C_{01} ;$$

$$C_3 = C_{O3T} + C_{04} ; C_4 = C_{O4T} + C_{06} + C_{DM0} ; C_5 = C_{03}.$$

Les variables d'état qui correspondent aux éléments à stockage d'énergie :

$u_{N1}, u_{N2}, u_{N3}, u_{N4}, u_0, u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_{12}, u_{13}, u_{14}, u_{23}, u_{24}, u_{34}, u_{M1}, u_{M2}, u_{MR}, u_T, u_D, u_{SNB}, i_{N1}, i_{N2}, i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, i_{S4}, i_{M1}, i_{M2}, i_{MR}, i_{P1}, i_{P2}, i_{TS}, i_{TS1}, i_T$ .

Les équations :

$$E = L_{N1} \frac{di_{N1}}{dt} + u_{N1} + R_{S1} i_{S1} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - R_{S2} i_{S2} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} - u_{N2}$$

$$u_{N1} + R_{S1} i_{S1} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - R_{S2} i_{S2} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} - u_{N2} = u_{M1} + R_{M1} i_{M1} + L_{M1} \frac{di_{M1}}{dt}$$

$$C_{M1} \frac{du_{M1}}{dt} = i_{M1} ; u_{M1} + R_{M1} i_{M1} + L_{M1} \frac{di_{M1}}{dt} = u_{12} + u_{MR} + R_{MR} i_{MR} + L_{MR} \frac{di_{MR}}{dt}$$

$$C_{MR} \frac{du_{MR}}{dt} = i_{MR} ; u_{MR} + R_{MR} i_{MR} + L_{MR} \frac{di_{MR}}{dt} = u_T + L_T \frac{di_T}{dt} ; u_{N1} + R_{S1} i_{S1} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = u_2$$

$$u_{12} + u_T + L_T \frac{di_T}{dt} + u_0 = u_2$$



$$\left( i_{RT1} = i_{TS} + \frac{1}{R_{TS}} L_{TS} \frac{di_{TS}}{dt} + i_{P1} + \frac{1}{R_{P1}} L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} \right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow u_{12} = R_{T1} \left( i_{TS} + \frac{1}{R_{TS}} L_{TS} \frac{di_{TS}}{dt} + i_{P1} + \frac{1}{R_{P1}} L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} \right) + L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt}$$

**Observation** : la boucle d'impédances  $L_{P1}$ ,  $L_{P2}$ ,  $L_{TS1}$ ,  $L_{TS}$  du modèle du transformateur (Figure 3) engendre une relation de dépendance entre les courants respectifs :

$$-L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} + L_{TS} \frac{di_{TS}}{dt} + L_{TS1} \frac{di_{TS1}}{dt} + L_{P2} \frac{di_{P2}}{dt} = 0 \Rightarrow -L_{P1} i_{P1} + L_{TS} i_{TS} + L_{TS1} i_{TS1} + L_{P2} i_{P2} = 0$$

Nous avons choisi d'exprimer  $i_{TS1}$  en fonction des autres courants :

$$i_{TS1} = \frac{L_{P1}}{L_{TS1}} i_{P1} - \frac{L_{TS}}{L_{TS1}} i_{TS} - \frac{L_{P2}}{L_{TS1}} i_{P2}$$

Les mailles qui ne comportent que des capacités (Figure 3) ont pour conséquence plusieurs dépendances :

$$u_1 = u_2 - u_{12}; \quad u_{14} = u_{24} - u_{12}; \quad u_{23} = u_{24} + u_{34}; \quad u_{13} = u_{24} + u_{34} - u_{12};$$

$$u_4 = u_2 - u_{24}; \quad u_3 = u_2 - u_{24} - u_{34}; \quad u_5 = u_2 - u_{24} + u_D$$

$$u_D = u_{SNB} + R_{SNB} C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt}; \quad u_{SNB} + R_{SNB} C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt} + u_{34} + u_{M2} + R_{M2} i_{M2} + L_{M2} \frac{di_{M2}}{dt} = 0$$

$$u_{SNB} + R_{SNB} C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt} + u_{34} + R_{CH} i_{N2} + L_{N2} \frac{di_{N2}}{dt} = 0$$

$$R_{CH} i_{N2} + L_{N2} \frac{di_{N2}}{dt} + u_{N3} + R_{S3} i_{S3} + L_{S3} \frac{di_{S3}}{dt} - R_{S4} i_{S4} - L_{S4} \frac{di_{S4}}{dt} - u_{N4} = 0$$

$$u_2 - R_{S3} i_{S3} - L_{S3} \frac{di_{S3}}{dt} - u_{N3} + u_{SNB} + R_{SNB} C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt} - u_{24} = 0; \quad C_{M2} \frac{du_{M2}}{dt} = i_{M2}$$

Deux équations pour le courant et la tension au *primaire* du transformateur :

$$\eta i^* = i_{P2} + \frac{L_{P2}}{R_{P2}} \frac{di_{P2}}{dt} - i_{TS} - \frac{L_{TS}}{R_{TS}} \frac{di_{TS}}{dt} \left. \Rightarrow \right\} \begin{cases} i^* = \frac{1}{\eta} \left( i_{P2} + \frac{L_{P2}}{R_{P2}} \frac{di_{P2}}{dt} - i_{TS} - \frac{L_{TS}}{R_{TS}} \frac{di_{TS}}{dt} \right) \\ u^* = R_{T2} i_{P2} + \left( 1 + \frac{R_{T2}}{R_{P2}} \right) L_{P2} \frac{di_{P2}}{dt} - R_{T2} i_{TS} - \frac{R_{T2}}{R_{TS}} L_{TS} \frac{di_{TS}}{dt} \end{cases}$$

Pour le *secondaire* du transformateur :

$$\left. \begin{aligned} \eta u^* &= u_{34} \\ i^* + C_{13} \frac{du_{13}}{dt} + C_{23} \frac{du_{23}}{dt} + C_{34} \frac{du_{34}}{dt} &= C_3 \frac{du_3}{dt} + C_{N4} \frac{du_{N4}}{dt} + i_{N2} + i_{M2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\left\{ \begin{aligned} u^* &= \frac{1}{\eta} u_{34} \\ i^* &= C_3 \frac{du_3}{dt} + C_{N4} \frac{du_{N4}}{dt} + i_{N2} + i_{M2} - C_{13} \frac{du_{13}}{dt} - C_{23} \frac{du_{23}}{dt} - C_{34} \frac{du_{34}}{dt} \end{aligned} \right.$$

Les formules obtenues pour  $u^*$ ,  $i^*$  au primaire et au secondaire nous permettent d'écrire deux équations différentielles en éliminant  $u^*$  et  $i^*$ .

Les équations pour les nœuds qui restent :

$$i_{S1} \left( 1 + \frac{R_{S1}}{R_{N1}} \right) + \frac{L_{S1}}{R_{N1}} \frac{di_{S1}}{dt} = C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt}; \quad i_{S2} \left( 1 + \frac{R_{S2}}{R_{N2}} \right) + \frac{L_{S2}}{R_{N2}} \frac{di_{S2}}{dt} = C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt}$$

Nœud ① :

$$C_{12} \frac{du_{12}}{dt} + i_{TS} + \frac{L_{TS}}{R_{TS}} \frac{di_{TS}}{dt} + i_{P1} + \frac{L_{P1}}{R_{P1}} \frac{di_{P1}}{dt} - C_{13} \frac{du_{13}}{dt} - C_{14} \frac{du_{14}}{dt} - i_{MR} - i_T - C_1 \frac{du_1}{dt} = 0$$

Pour le nœud ② :

$$i_{N1} = C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} + i_{M1} + C_2 \frac{du_2}{dt} + C_{12} \frac{du_{12}}{dt} + C_{23} \frac{du_{23}}{dt} + C_{24} \frac{du_{24}}{dt} + i_{TS} + \frac{1}{R_{TS}} L_{TS} \frac{di_{TS}}{dt} + i_{P1} + \frac{1}{R_{P1}} L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt}$$

$$i_{TS} + \frac{L_{TS}}{R_{TS}} \frac{di_{TS}}{dt} = i_{TS1} + \frac{L_{TS1}}{R_{TS1}} \frac{di_{TS1}}{dt}; \quad i_{S3} \left( 1 + \frac{R_{S3}}{R_{N3}} \right) + \frac{L_{S3}}{R_{N3}} \frac{di_{S3}}{dt} = C_{N3} \frac{du_{N3}}{dt}$$

$$i_{S4} \left( 1 + \frac{R_{S4}}{R_{N4}} \right) + \frac{L_{S4}}{R_{N4}} \frac{di_{S4}}{dt} = C_{N4} \frac{du_{N4}}{dt}$$

Ils restent deux équations qui changent avec l'état des interrupteurs ( $K_D$ ,  $K_T$ ) :

$$C_{DM} \frac{du_D}{dt} + C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt} + C_5 \frac{du_5}{dt} + C_{N3} \frac{du_{N3}}{dt} - i_{M2} - i_{N2} = \begin{cases} 0 & \text{pour } K_D \text{ ouvert} \\ -\frac{1}{R_{DM}} u_D & \text{pour } K_D \text{ fermé} \end{cases}$$

$$C_T \frac{du_T}{dt} - i_T = \begin{cases} 0 & \text{pour } K_T \text{ ouvert} \\ -\frac{1}{R_T} u_T & \text{pour } K_T \text{ fermé} \end{cases}$$

Pour le nœud "plan de masse", on obtient encore une relation de dépendance :

$$i_{C_{N1}} + i_{C_{N2}} + i_{C_{N3}} + i_{C_{N4}} + i_{C_0} + i_{C_1} + i_{C_2} + i_{C_3} + i_{C_4} + i_{C_5} = 0 \Rightarrow \sum C_k \frac{du_k}{dt} = 0 \Rightarrow \sum C_k u_k = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow u_0 = - \left( \frac{C_{N1} u_{N1} + C_{N2} u_{N2} + C_{N3} u_{N3} + C_{N4} u_{N4} + \frac{C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5}{C_0} u_2 - \frac{C_1}{C_0} u_{12} - \right.$$

$$\left. - \frac{C_3 + C_4 + C_5}{C_0} u_{24} - \frac{C_3}{C_0} u_{34} + \frac{C_5}{C_0} u_D \right)$$

Vu qu'il y a trois parties du circuit isolées du point de vue galvanique (le primaire, le secondaire et le plan de masse), une contrainte supplémentaire est à rajouter à partir de :

$$i_{C_{13}} + i_{C_{23}} + i_{C_{14}} + i_{C_{24}} = i_{C_{N3}} + i_{C_{N4}} + i_{C_3} + i_{C_4} + i_{C_5} \Rightarrow \sum \pm C_k \frac{du_k}{dt} = 0 \Rightarrow \sum \pm C_k u_k = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow u_D = - \frac{C_3 + C_4 + C_5}{C_5} u_2 - \frac{C_{13} + C_{14}}{C_5} u_{12} + \frac{C_3 + C_4 + C_5 + C_{13} + C_{23} + C_{14} + C_{24}}{C_5} u_{24} +$$

$$+ \frac{C_3 + C_{13} + C_{23}}{C_5} u_{34} - \frac{C_{N3}}{C_5} u_{N3} - \frac{C_{N4}}{C_5} u_{N4}$$

En même temps la contrainte pour  $u_0$  devient :

$$u_0 = - \frac{(C_{N1} u_{N1} + C_{N2} u_{N2} + (C_1 + C_2) u_2 - (C_1 + C_{13} + C_{14}) u_{12})}{C_0} -$$

$$- \frac{(C_{13} + C_{23} + C_{14} + C_{24}) u_{24} + (C_{13} + C_{23}) u_{34}}{C_0}$$

L'ensemble minimal de 26 variables indépendantes est :

$u_{N1}, u_{N2}, u_{N3}, u_{N4}, u_2, u_{12}, u_{24}, u_{34}, u_{M1}, u_{M2}, u_{MR}, u_T, u_{SNB}, i_{N1}, i_{N2}, i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, i_{S4}, i_{M1}, i_{M2}, i_{MR},$   
 $i_{P1}, i_{P2}, i_{TS}, i_T.$

Après les substitutions des variables, les 26 équations différentielles sont :

$$L_{N1} \frac{di_{N1}}{dt} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = -u_{N1} + u_{N2} - R_{S1} i_{S1} + R_{S2} i_{S2} + E$$

$$L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} - L_{M1} \frac{di_{M1}}{dt} = -u_{N1} + u_{N2} + u_{M1} - R_{S1} i_{S1} + R_{S2} i_{S2} + R_{M1} i_{M1}$$

$$C_{M1} \frac{du_{M1}}{dt} = i_{M1}; \quad C_{M2} \frac{du_{M2}}{dt} = i_{M2}; \quad C_{MR} \frac{du_{MR}}{dt} = i_{MR};$$

$$L_{M1} \frac{di_{M1}}{dt} - L_{MR} \frac{di_{MR}}{dt} = u_{12} - u_{M1} + u_{MR} - R_{M1} i_{M1} + R_{MR} i_{MR}$$

$$L_{MR} \frac{di_{MR}}{dt} - L_T \frac{di_T}{dt} = -u_{MR} + u_T - R_{MR} i_{MR}; \quad L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = -u_{N1} + u_2 - R_{S1} i_{S1}$$

$$L_T \frac{di_T}{dt} = \frac{\left( C_{N1} u_{N1} + C_{N2} u_{N2} + (C_1 + C_2 + C_0) u_2 - (C_1 + C_{13} + C_{14} + C_0) u_{12} + \right.}{C_0}$$

$$\left. (C_{13} + C_{23} + C_{14} + C_{24}) u_{24} + (C_{13} + C_{23}) u_{34} \right) - u_T$$

$$\left(1 + \frac{R_{T1}}{R_{P1}}\right) L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} + \frac{R_{T1}}{R_{TS}} L_{TS} \frac{di_{TS}}{dt} = u_{12} - R_{T1} i_{P1} - R_{T1} i_{TS}$$

$$L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} - L_{P2} \frac{di_{P2}}{dt} - \left(1 + \frac{R_{TS1}}{R_{TS}}\right) L_{TS} \frac{di_{TS}}{dt} = -R_{TS1} \frac{L_{P1}}{L_{TS1}} i_{P1} + R_{TS1} \frac{L_{P2}}{L_{TS1}} i_{P2} + R_{TS1} \left(1 + \frac{L_{TS}}{L_{TS1}}\right) i_{TS}$$

$$R_{SNB} C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt} = -\frac{C_{N3}}{C_5} u_{N3} - \frac{C_{N4}}{C_5} u_{N4} - \frac{C_3 + C_4 + C_5}{C_5} u_2 - \frac{C_{13} + C_{14}}{C_5} u_{12} + \\ + \frac{C_3 + C_4 + C_5 + C_{13} + C_{23} + C_{14} + C_{24}}{C_5} u_{24} + \frac{C_3 + C_{13} + C_{23}}{C_5} u_{34} - u_{SNB}$$

$$-R_{SNB} C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt} - L_{M2} \frac{di_{M2}}{dt} = u_{34} + u_{M2} + u_{SNB} + R_{M2} i_{M2}$$

$$-R_{SNB} C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt} - L_{N2} \frac{di_{N2}}{dt} = u_{34} + u_{SNB} + R_{CH} i_{N2}$$

$$L_{N2} \frac{di_{N2}}{dt} + L_{S3} \frac{di_{S3}}{dt} - L_{S4} \frac{di_{S4}}{dt} = -u_{N3} + u_{N4} - R_{CH} i_{N2} - R_{S3} i_{S3} + R_{S4} i_{S4}$$

$$-R_{SNB} C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt} + L_{S3} \frac{di_{S3}}{dt} = -u_{N3} + u_2 - u_{24} + u_{SNB} - R_{S3} i_{S3}$$

$$C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} - \frac{L_{S1}}{R_{N1}} \frac{di_{S1}}{dt} = i_{S1} \left(1 + \frac{R_{S1}}{R_{N1}}\right);$$

$$C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} - \frac{L_{S2}}{R_{N2}} \frac{di_{S2}}{dt} = i_{S2} \left(1 + \frac{R_{S2}}{R_{N2}}\right)$$

$$C_{N3} \frac{du_{N3}}{dt} - \frac{L_{S3}}{R_{N3}} \frac{di_{S3}}{dt} = i_{S3} \left(1 + \frac{R_{S3}}{R_{N3}}\right);$$

$$C_{N4} \frac{du_{N4}}{dt} - \frac{L_{S4}}{R_{N4}} \frac{di_{S4}}{dt} = i_{S4} \left(1 + \frac{R_{S4}}{R_{N4}}\right)$$

$$C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} + C_2 \frac{du_2}{dt} + C_{12} \frac{du_{12}}{dt} + (C_{23} + C_{24}) \frac{du_{24}}{dt} + C_{23} \frac{du_{34}}{dt} + \frac{L_{P1}}{R_{P1}} \frac{di_{P1}}{dt} + \frac{L_{TS}}{R_{TS}} \frac{di_{TS}}{dt} = \\ = i_{N1} - i_{M1} - i_{P1} - i_{TS}$$

$$-C_1 \frac{du_2}{dt} + (C_1 + C_{12} + C_{13} + C_{14}) \frac{du_{12}}{dt} - (C_{13} + C_{14}) \frac{du_{24}}{dt} - C_{13} \frac{du_{34}}{dt} + \frac{L_{P1}}{R_{P1}} \frac{di_{P1}}{dt} + \frac{L_{TS}}{R_{TS}} \frac{di_{TS}}{dt} = \\ = -i_{P1} + i_{MR} - i_{TS} + i_T$$

$$\eta C_{N4} \frac{du_{N4}}{dt} + \eta C_3 \frac{du_2}{dt} + \eta C_{13} \frac{du_{12}}{dt} - \eta (C_3 + C_{13} + C_{23}) \frac{du_{24}}{dt} - \eta (C_3 + C_{13} + C_{23} + C_{34}) \frac{du_{34}}{dt} - \\ - \frac{L_{P2}}{R_{P2}} \frac{di_{P2}}{dt} + \frac{L_{TS}}{R_{TS}} \frac{di_{TS}}{dt} = -\eta i_{N2} - \eta i_{M2} + i_{P2} - i_{TS}$$

$$\eta \left(1 + \frac{R_{T2}}{R_{P2}}\right) L_{P2} \frac{di_{P2}}{dt} - \eta \frac{R_{T2}}{R_{TS}} L_{TS} \frac{di_{TS}}{dt} = u_{34} - \eta R_{T2} i_{P2} + \eta R_{T2} i_{TS}$$

Les deux équations pour l'état des interrupteurs ( $K_D$ ,  $K_T$ ) :

$$C_T \frac{du_T}{dt} = \begin{cases} i_T & (K_T \text{ ouvert}) \\ -\frac{1}{R_T} u_T + i_T & (K_T \text{ fermé}) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} & C_{DM} \frac{C_{N3}}{C_5} \frac{du_{N3}}{dt} - (C_{DM} + C_5) \frac{C_{N4}}{C_5} \frac{du_{N4}}{dt} + \left( C_5 - (C_{DM} + C_5) \frac{C_3 + C_4 + C_5}{C_5} \right) \frac{du_2}{dt} - \\ & - (C_{DM} + C_5) \frac{C_{13} + C_{14}}{C_5} \frac{du_{12}}{dt} - \left( C_5 - (C_{DM} + C_5) \frac{C_3 + C_4 + C_5 + C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}}{C_5} \right) \frac{du_{24}}{dt} + \\ & + (C_{DM} + C_5) \frac{C_3 + C_{13} + C_{23}}{C_5} \frac{du_{34}}{dt} + C_{SNB} \frac{du_{SNB}}{dt} = \\ & = \begin{cases} i_{N2} + i_{M2} & (K_D \text{ ouvert}) \\ \frac{1}{R_{DM}} \left( \frac{C_{N3}}{C_5} u_{N3} + \frac{C_{N4}}{C_5} u_{N4} + \frac{C_3 + C_4 + C_5}{C_5} u_2 + \frac{C_{13} + C_{14}}{C_5} u_{12} - \right. \\ \left. \frac{C_3 + C_4 + C_5 + C_{13} + C_{23} + C_{14} + C_{24}}{C_5} u_{24} - \frac{C_3 + C_{13} + C_{23}}{C_5} u_{34} \right) & + i_{N2} + i_{M2} (K_D \text{ fermé}) \end{cases} \end{aligned}$$

Pour les quatre phases, les éléments des matrices  $A_k, B_k$  sont calculés avec :

$$M_k \frac{dx_k(t)}{dt} = A o_k x_k(t) + B o_k U(t) \Rightarrow A_k = (M_k)^{-1} A o_k; \quad B_k = (M_k)^{-1} B o_k$$

et en conformité avec l'enchaînement des phases issu de l'étude théorique.

## A.7. LE SCHEMA ET LA MISE EN EQUATION DE LA STRUCTURE HACHEUR SERIE - FILTRE CEM

(CHAPITRE 4)

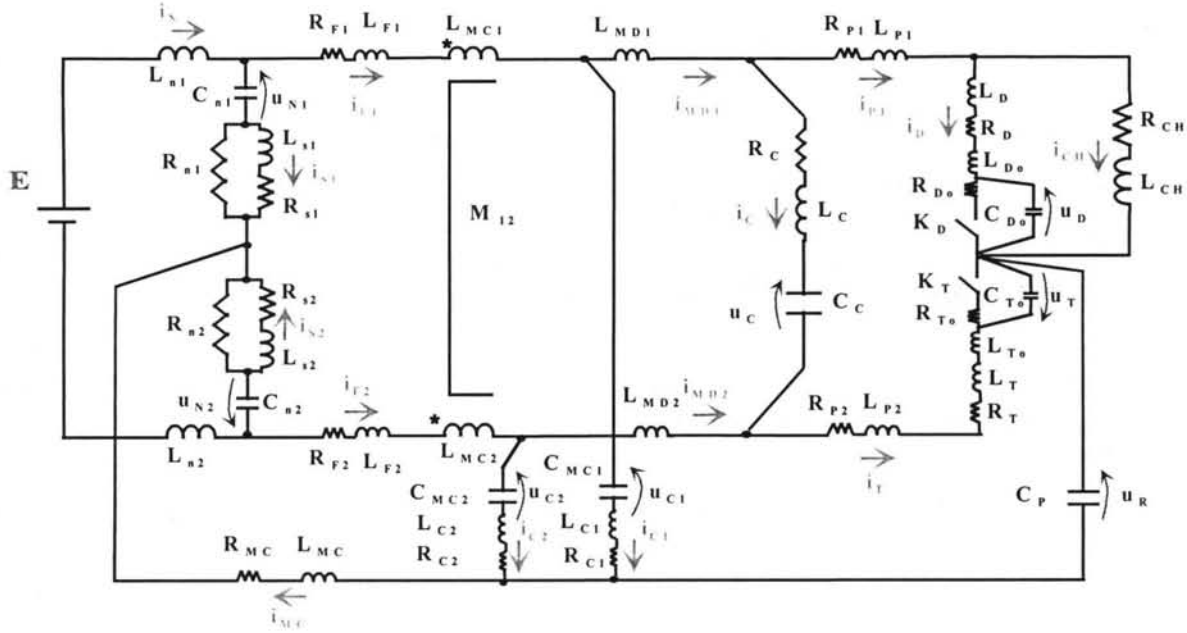


Figure 4 Hacheur série avec filtre CEM: schéma pour le calcul avec la Méthode Fréquentielle

Notations :  $L_D \leftarrow L_D + L_{D0}$ ;  $R_T \leftarrow R_T + R_{P2}$ ;  $L_T \leftarrow L_T + L_{T0} + L_{P2}$ ;  $2L_N \leftarrow (L_{N1} + L_{N2})$

Les variables d'état initiales :

$i_N, i_{S1}, i_{S2}, i_{F1}, i_{F2}, i_{C1}, i_{C2}, i_{MD1}, i_{MD2}, i_C, i_{P1}, i_D, i_T, i_{CH}, i_{MC}, u_{N1}, u_{N2}, u_{C1}, u_{C2}, u_C, u_D, u_T, u_R.$

Les dépendances :

$$\begin{aligned} i_{P1} &= i_D + i_{CH}; & i_{MD1} &= i_D + i_{CH} + i_C; & i_{MD2} &= i_T - i_C; & i_{MC} &= i_{F1} + i_{F2}; \\ i_{C1} &= i_{F1} - i_D - i_{CH} - i_C; & i_{C2} &= i_{F2} - i_T + i_C; \\ C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} + C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} + C_{MC1} \frac{du_{C1}}{dt} + C_{MC2} \frac{du_{C2}}{dt} + C_P \frac{du_R}{dt} &= 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow u_R &= (-1) \left( \frac{C_{N1}}{C_P} u_{N1} + \frac{C_{N2}}{C_P} u_{N2} + \frac{C_{MC1}}{C_P} u_{C1} + \frac{C_{MC2}}{C_P} u_{C2} \right) \end{aligned}$$

Les 16 variables indépendantes sont :  $u_{N1}, u_{N2}, u_C, u_D, u_T, u_{C1}, u_{C2}, i_N, i_C, i_D, i_T, i_{CH}, i_{F1}, i_{F2}, i_{S1}, i_{S2}.$

Les 16 équations :

$$2L_N \frac{di_N}{dt} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = -u_{N1} + u_{N2} - R_{S1} i_{S1} + R_{S2} i_{S2} + E$$

$$R_{N1} C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} - L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = (R_{S1} + R_{N1}) i_{S1}; \quad R_{N2} C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = (R_{S2} + R_{N2}) i_{S2}$$

$$\begin{aligned} u_{N1} + R_{S1} i_{S1} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} - R_{S2} i_{S2} - L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} - u_{N2} &= (L_{F1} + L_{MC1}) \frac{di_{F1}}{dt} + M_{12} \frac{di_{F2}}{dt} + R_{F1} i_{F1} + \\ + L_{MD1} \frac{di_{MD1}}{dt} + u_C + R_C i_C + L_C \frac{di_C}{dt} - L_{MD2} \frac{di_{MD2}}{dt} - (L_{F2} + L_{MC2}) \frac{di_{F2}}{dt} - M_{12} \frac{di_{F1}}{dt} - R_{F2} i_{F2} \end{aligned}$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{aligned} & (L_{MD1} + L_{MD2} + L_C) \frac{di_C}{dt} + L_{MD1} \frac{di_D}{dt} - L_{MD2} \frac{di_T}{dt} + L_{MD1} \frac{di_{CH}}{dt} + (L_{F1} + L_{MC1} - M_{12}) \frac{di_{F1}}{dt} - \\ & - (L_{F2} + L_{MC2} - M_{12}) \frac{di_{F2}}{dt} - L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} + L_{S2} \frac{di_{S2}}{dt} = u_{N1} - u_{N2} - u_C - R_C i_C - \\ & - R_{F1} i_{F1} + R_{F2} i_{F2} + R_{S1} i_{S1} - R_{S2} i_{S2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & -L_C \frac{di_C}{dt} + (L_D + L_{P1}) \frac{di_D}{dt} - L_T \frac{di_T}{dt} + L_{P1} \frac{di_{CH}}{dt} = \\ & = u_C - u_D + u_T + R_C i_C - (R_{P1} + R_D) i_D + R_T i_T - R_{P1} i_{CH} \end{aligned}$$

$$L_D \frac{di_D}{dt} - L_{CH} \frac{di_{CH}}{dt} = -u_D - R_D i_D + R_{CH} i_{CH}$$

$$\begin{aligned} u_{N1} + R_{S1} i_{S1} + L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} &= (L_{F1} + L_{MC1}) \frac{di_{F1}}{dt} + M_{12} \frac{di_{F2}}{dt} + R_{F1} i_{F1} + L_{MD1} \frac{di_{MD1}}{dt} + L_{P1} \frac{di_{P1}}{dt} + \\ & + R_{P1} i_{P1} + L_D \frac{di_D}{dt} + R_D i_D + u_D + u_R + L_{MC} \frac{di_{MC}}{dt} + R_{MC} i_{MC} \end{aligned}$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{aligned} & L_{MD1} \frac{di_C}{dt} + (L_{MD1} + L_{P1} + L_D) \frac{di_D}{dt} + (L_{MD1} + L_{P1}) \frac{di_{CH}}{dt} + (L_{F1} + L_{MC1} + L_{MC}) \frac{di_{F1}}{dt} + \\ & + (M_{12} + L_{MC}) \frac{di_{F2}}{dt} - L_{S1} \frac{di_{S1}}{dt} = \left(1 + \frac{C_{N1}}{C_P}\right) u_{N1} + \frac{C_{N2}}{C_P} u_{N2} - u_D + \frac{C_{MC1}}{C_P} u_{C1} + \\ & + \frac{C_{MC2}}{C_P} u_{C2} - (R_{P1} + R_D) i_D - R_{P1} i_{CH} - (R_{F1} + R_{MC}) i_{F1} - R_{MC} i_{F2} + R_{S1} i_{S1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & L_{MD1} \frac{di_{MD1}}{dt} + R_C i_C + L_C \frac{di_C}{dt} + u_C - L_{MD2} \frac{di_{MD2}}{dt} + u_{C2} + L_{C2} \frac{di_{C2}}{dt} + R_{C2} i_{C2} - \\ & - u_{C1} - L_{C1} \frac{di_{C1}}{dt} - R_{C1} i_{C1} = 0 \end{aligned}$$

$$\Downarrow$$

$$\begin{aligned} & (L_C + L_{C1} + L_{C2} + L_{MD1} + L_{MD2}) \frac{di_C}{dt} + (L_{MD1} + L_{C1}) \frac{di_D}{dt} - (L_{MD2} + L_{C2}) \frac{di_T}{dt} + (L_{MD1} + L_{C1}) \frac{di_{CH}}{dt} - \\ & - L_{C1} \frac{di_{F1}}{dt} + L_{C2} \frac{di_{F2}}{dt} = \\ & = -u_C + u_{C1} - u_{C2} - (R_C + R_{C1} + R_{C2}) i_C - R_{C1} i_D + R_{C2} i_T - R_{C1} i_{CH} + R_{C1} i_{F1} - R_{C2} i_{F2} \end{aligned}$$

$$C_{N1} \frac{du_{N1}}{dt} = i_N - i_{F1}; \quad C_{N2} \frac{du_{N2}}{dt} = -i_N - i_{F2};$$

$$C_{MC1} \frac{du_{C1}}{dt} = -i_C - i_D - i_{CH} + i_{F1}; \quad C_{MC2} \frac{du_{C2}}{dt} = i_C - i_T + i_{F2}; \quad C_C \frac{du_C}{dt} = i_C$$

et les deux équations des interrupteurs :

- pour la phase  $K_D$  ouvert /  $K_T$  fermé :  $C_{D0} \frac{du_D}{dt} = i_D; C_{T0} \frac{du_T}{dt} = -\frac{l}{R_{T0}} u_T + i_T$

- pour la phase  $K_D$  fermé /  $K_T$  ouvert :  $C_{D0} \frac{du_D}{dt} = -\frac{l}{R_{D0}} u_D + i_D; C_{T0} \frac{du_T}{dt} = i_T$



## A.8. CRITIQUE DE LA MODELISATION BASEE SUR DES SOURCES DE PERTURBATIONS

En principe, pour un système linéaire invariant avec une équation d'évolution:

$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$  (où  $A$  et  $B$  sont des matrices avec les éléments constants), nous sommes en mesure d'écrire pour une sortie  $y(t) = (Hu)(t) = \int_{\tau} h(\tau)u(\tau - t)d\tau$  et de la calculer

dans le domaine fréquentiel avec  $Y(f) = F\{y(t)\}(f) = H(f) \cdot U(f)$  où  $H(f) = F\{h(t)\}(f)$ ;  $U(f) = F\{u(t)\}(f)$  (où  $F$  - la transformée de Fourier). La définition de la fonction de transfert pour un système linéaire invariant  $H(f)$  est donc :

$$H(f) = \left. \frac{(Hu)(t)}{u(t)} \right|_{u(t)=e^{j2\pi ft}} \quad (\text{Eq.A.8.1})$$

Le fait que la topologie change se traduit par  $\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t)$  et en conséquence :

$$y(t) = (Hu)(t) = \int_{\tau} h(t, \tau)u(\tau - t)d\tau$$

En généralisant (Eq.A.8.1) on peut introduire la "fonction de transfert de Zadeh" paramétrée non seulement en fréquence ( $f$ ) mais aussi en temps ( $t$ ) :

$$Z_H(t, f) = \left. \frac{(Hu)(t)}{u(t)} \right|_{u(t)=e^{j2\pi ft}} \quad (\text{Eq.A.8.2})$$

Cette définition assure la cohérence avec la fonction de transfert pour les systèmes invariables, mais s'avère sans intérêt réel pour nous. En effet, il est difficile de l'utiliser pour calculer nos circuits dans le domaine fréquentiel, vu qu'elle n'est même pas commutative [KOZEK-96]:

$$Z_{H12}(t, f) \neq Z_{H1}(t, f)Z_{H2}(t, f)$$

Il est donc évident que pour une topologie variable, du point de vue mathématique une représentation en termes de fonction de transfert *ordinaire* (du type utilisé pour les systèmes invariants) et la méthodologie de calcul en fréquence qui en découle n'ont pas de sens.

Néanmoins, ignorons ces considérations théoriques et cherchons des équivalents de Thévenin pour la cellule de commutation comme s'il n'y avait pas de changement de topologie. Dans ce cas, le comportement de cette partie du circuit peut être reproduit, par exemple, avec deux sources de tension et trois impédances (Figure 5 pour un hacheur série) :  $u_{10}$ ,  $u_{20}$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_0$ .

Nous essayons d'identifier en fréquence ces cinq éléments à partir de calculs avec la méthode fréquentielle pour trois points de fonctionnement (PF):

1. un point de fonctionnement "référence"
2. un point de fonctionnement pour une valeur de  $L_{F1}$  élevée
3. un point de fonctionnement pour  $L_{F2}$  élevée.

Pour chaque PF et pour tous les harmoniques qui nous intéressent, nous calculons l'amplitude et la phase de  $U_1^k$ ,  $U_2^k$ ,  $I_1^k$ ,  $I_2^k$  (où  $k = 1, 2, 3$  correspond au point de fonctionnement). A partir des équations :

$$U_1^k = Z_1 I_1^k + Z_0 (I_1^k + I_2^k) + U_{10}$$

$$U_2^k = Z_2 I_2^k + Z_0 (I_1^k + I_2^k) + U_{20}$$

on peut calculer :

$$\begin{bmatrix} U_1^k \\ U_2^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1^k & (I_1^k + I_2^k) \\ I_2^k & (I_1^k + I_2^k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 & Z_{0(1)} \\ Z_2 & Z_{0(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{10} \\ U_{20} \end{bmatrix} \Rightarrow \{Z_1, Z_{0(1)}, U_{10}\}$$

$$\Rightarrow \{Z_2, Z_{0(2)}, U_{20}\} \quad (\text{Eq.A.8.3})$$

et vérifier que  $Z_{0(1)} \approx Z_{0(2)}$  car il s'agit de la même impédance  $Z_0$ .

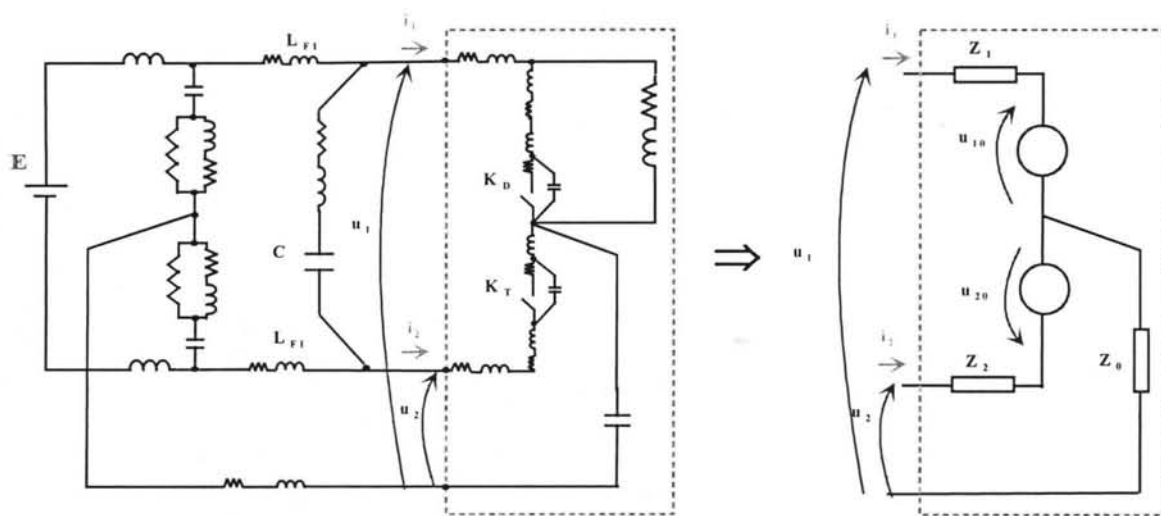


Figure 5 Hacheur série - "Equivalents de Thévenin"

Avec les valeurs obtenues pour  $u_{10}$ ,  $u_{20}$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_0$  nous pouvons essayer de retrouver un autre point de fonctionnement proche de PF1. Par exemple, pour le bruit de MD ( $U_{MD}$ ), nous comparons le résultat obtenu en remplaçant la cellule de commutation avec des équivalents de Thévenin à celui issu du calcul avec la méthode fréquentielle (considéré dans ce cas la référence en termes de précision). Nous constatons une concordance entre les résultats en HF et des différences nettes en BF (Figure 6). En effet, en BF il s'agit d'un "bruit numérique", car dans cette plage de fréquence,  $u_{10}$ ,  $u_{20}$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_0$  ne changent pas d'une manière significative avec le PF ce qui se traduit par une des erreurs dans la résolution des systèmes d'équations (Eq.A.8.3). Ceci est appuyé par la comparaison entre le spectre MD calculé avec une source de courant comme source des perturbations MD (méthode R. Scheich) et le calcul de référence (méthode fréquentielle). Nous observons que la limite à partir de laquelle la démarche avec des "sources statiques" (méthode R. Scheich) n'est plus valable (Figure 7) correspond au début de la caractérisation correcte avec des "sources dynamiques" (Figure 6).

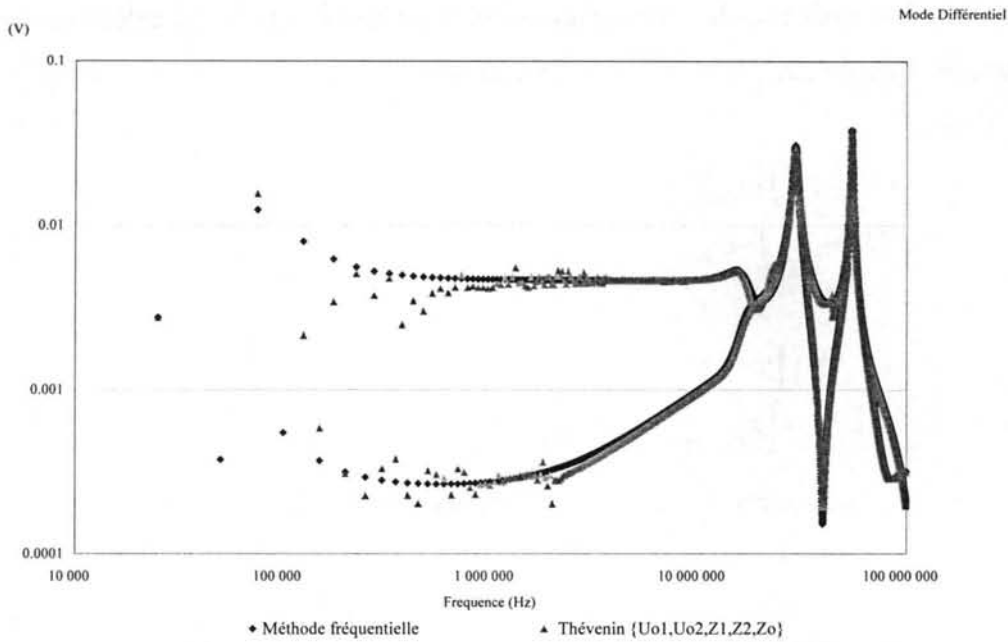


Figure 6 Hacheur série ( $U_{MD}$ ) : calcul avec des équivalents de Thévenin

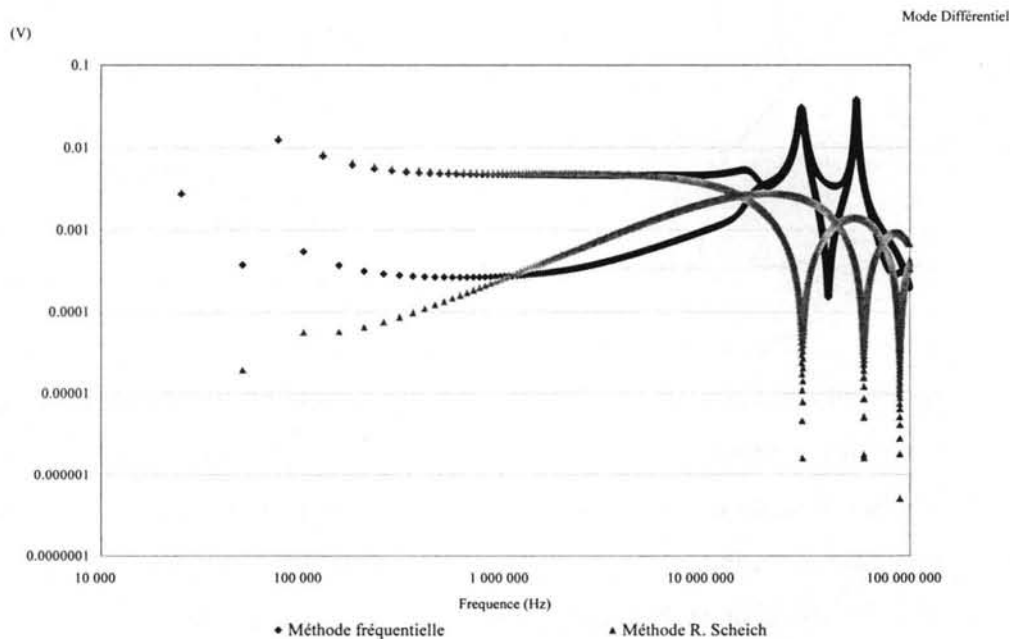


Figure 7 Hacheur série ( $U_{MD}$ ) : calcul avec la méthode R. Scheich (une source de perturbations  $I_{MD}$ )

Pour conclure, nous sommes en mesure de calculer le MD (avec des équivalents de Thévenin) en HF, autour des points de fonctionnements qui nous ont servi à calculer ( $u_{10}$ ,  $u_{20}$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_0$ ), mais pas en BF, où un calcul avec des sources "statiques" est plus approprié. Enfin, il faut souligner que ces considérations concernant les domaines de validité des différentes méthodes de calcul regardent un cas particulier (hacheur série). En plus il s'agit des remarques a posteriori, car elles découlent d'un traitement numérique important.

### A.9. PRECISIONS SUR LA REPRESENTATION GRAPHIQUE CHOISIE POUR LES RESULTATS DANS LE DOMAINE FREQUENTIEL

Souvent en électronique de puissance, on rencontre des variables électriques dont les formes d'onde dans le domaine temporel présentent différents types de symétries pendant une période de fonctionnement, comme par exemple :

**a**  $f(t+T/2) = f(t)$  ou **b**  $f(t+T/2) = -f(t)$ .

Il est bien connu que les spectres discrets de ces classes de fonctions ont comme particularités **a** => *les harmoniques impairs sont nuls* ou **b** => *les harmoniques pairs sont nuls*.

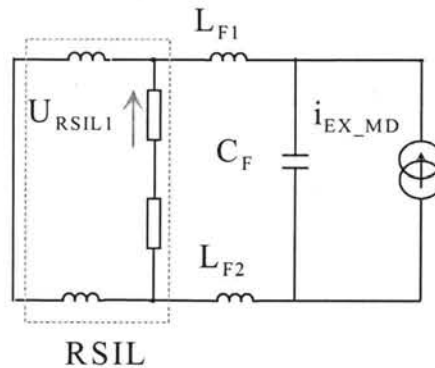
Si :

-  $f(t)$  est une source (de perturbations dans notre cas)

- le chemin de propagation est en topologie fixe (caractérisé avec une fonction de transfert)

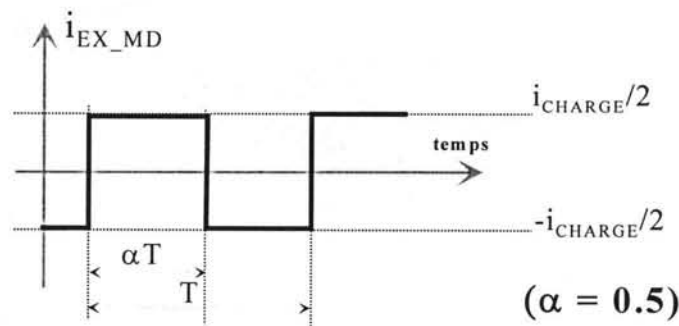
alors les formes d'onde d'un estimateur cohérent ont forcément (sauf interférence avec d'autres phénomènes) les mêmes propriétés, en ce qui concerne l'image spectrale.

Par **exemple**, pour un **hacheur série**, en basse fréquence, les perturbations prépondérantes ont une nature de MD et sont engendrés par une source de courant ( $i_{EX\_MD}$  - Figure 8),



**Figure 8** Schéma équivalent pour le MD

dont la forme d'onde temporelle (une fois la valeur moyenne enlevée) présente une symétrie de type  $f(t+T/2) = -f(t)$  pour un rapport cyclique  $\alpha$  de 0.5 (Figure 9).



**Figure 9** Forme d'onde théorique pour la source de perturbations de MD ( $i_{EX\_MD}$ )

Il en découle que le spectre de la source de perturbations MD ( $i_{EX\_MD}$ ) a des harmoniques pairs nuls dans le cas idéal, ce qui sera aussi le cas pour le spectre de l'estimateur des

perturbations ( $U_{RSIL1}$  - Figure 8) dans les gammes de fréquence où le MD est prépondérant. En réalité les raies paires des perturbations (calculées ou mesurées) ne sont pas nulles pour plusieurs raisons :

- légers écarts du rapport cyclique par rapport à la valeur 0.5 (en mesure);
- bruit numérique (dans le cas d'un calcul);
- mais **surtout** l'interférence avec d'autres phénomènes comme le MC (mesure ou calcul).

Néanmoins, pour les gammes de fréquence où le MD est dominant, les écarts en amplitude entre les raies paires et les raies paires du **même spectre** restent très significatives dans ce cas précis (hacheur série avec un rapport cyclique 0.5). En conséquence, pour une représentation **d'un spectre discret** de ce type (raies paires très différentes des raies impaires) en "nuage de points"(Figure 10), on risque d'interpréter le spectre d'une seule variable comme deux courbes distinctes.

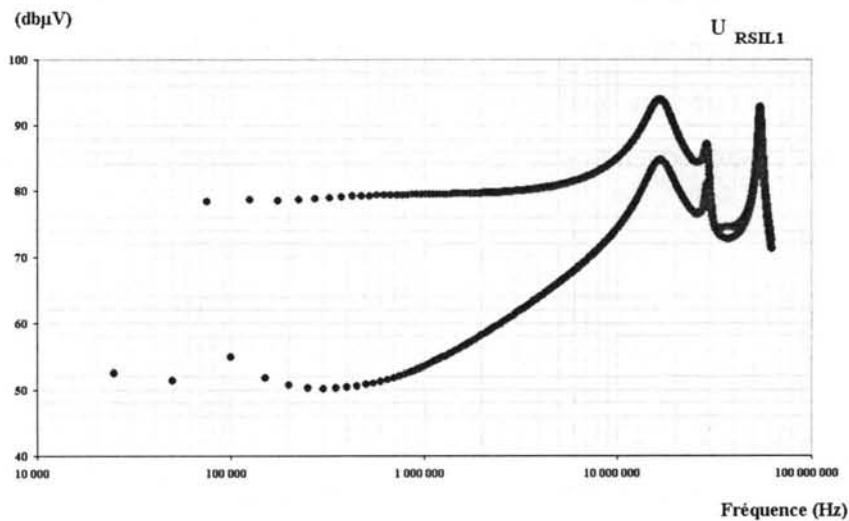


Figure 10 Spectre des perturbations ( $U_{RSIL1}$ ) - "nuage de points"

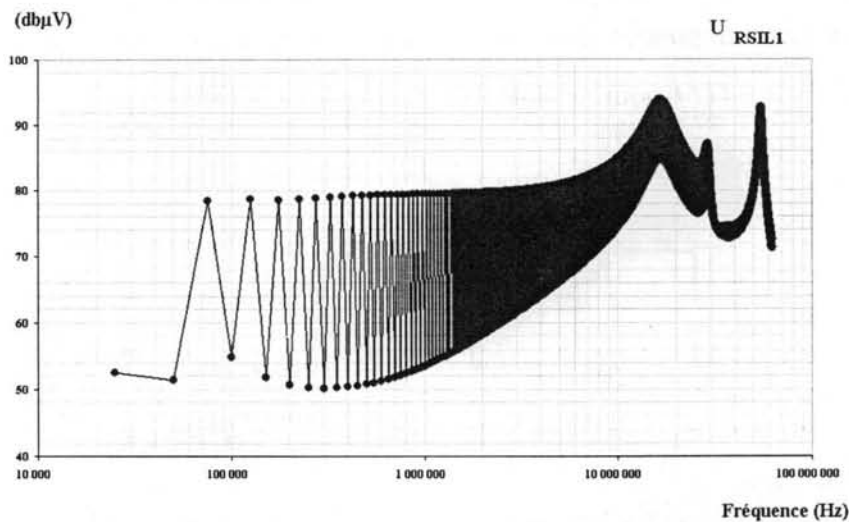


Figure 11 Spectre des perturbations ( $U_{RSIL1}$ ) - "points + traits"

Toutefois, il y a plusieurs raisons qui nous ont conduit à nous arrêter sur ce type de représentation. Il s'agit d'une part du fait que le spectre est "discret" et donc, pour une représentation avec des traits entre les marques des harmoniques calculés (Figure 11), tout point du trait (entre deux marques) n'a pas de signification. D'autre part, une enveloppe qui suit seulement les maxima rend impossible toute considération sur les phénomènes qui se manifestent sur les harmoniques ignorés, considérations qui pourraient être toutefois utiles dans le contexte d'une analyse phénoménologique, malgré le critère fonctionnel qui pointe exclusivement sur les raies les plus importantes. Enfin, vu qu'on rencontre souvent des situations comme celle-là (des raies proches sur le spectre discret, mais d'amplitudes très différentes), une représentation avec des traits entre les points issus du calcul rend encore plus difficile à exploiter du point de vue informationnel un graphique avec plusieurs courbes superposées.



**DEMANDE DE CONFIDENTIALITE ( 18 mois renouvelables )**

Mémoire                      Oui     Non       Soutenance (huis clos)    Oui     Non

*La demande de confidentialité doit être accompagnée d'un courrier du Directeur de Thèse.*

**Avis du Chargé de Mission**

Favorable                        
 Défavorable                     

Signature:

**COMPOSITION DU JURY  
 POUR LA SOUTENANCE DU DOCTORAT D'UNIVERSITE GRENOBLE 1**

Rappel de l'arrêté du 30 mars 1992, art. 26 : "Les membres du jury désignent parmi eux un président et un rapporteur. Le Président doit être un professeur ou assimilé ou un enseignant de rang équivalent. Le directeur de thèse ou de travaux du candidat ne peut être choisi comme rapporteur."

**Proposition du Jury**

|                          | Nom                | grade (fonction) | Lieu d'exercice           |
|--------------------------|--------------------|------------------|---------------------------|
| Membres                  |                    |                  |                           |
| Rapporteur .....         | JOHAN CATRYSSSE    | PROFESSEUR       | KHBO - OOSTENDE - BELGIQU |
| Rapporteur .....         | FRANÇOIS FOREST    | PROFESSEUR       | LEM - UM2 MONTPELLIER     |
| Directeur de Thèse ..... | JAMES ROUDET       | PROFESSEUR       | UJF GRENOBLE              |
| M .....                  | ROBERT PERRET      | PROFESSEUR       | INPG GRENOBLE             |
| M .....                  | JEAN-PAUL FERRIEUX | PROFESSEUR       | UJF GRENOBLE              |

Saint Martin d'Hères le, 08/11/99  
 Le directeur de Thèse

*J. Roudet*

Saint Martin d'Hères le,  
 Le Responsable de la Formation

Professeur Marcel VANES  
 Responsable de la Formation  
 Doctorale Génie Electrique *J. Vanes*

**AVIS DU CHARGE DE MISSION**

devant un jury conforme à l'arrêté du 5 juillet 1984 et à l'arrêté du 30 mars 1992  
 De la lecture des rapports de :

- M ..... et M .....

Il ressort que rien ne s'oppose à la soutenance de la thèse de M.....

Le Chargé de Mission aux Etudes Doctorales de l'U.J.F  
**Gérard CHOUTEAU**

**AUTORISATION DE SOUTENANCE**

Vu les dispositions de l'arrêté du 5 juillet 1984 et de l'arrêté du 30 mars 1992

M..... est autorisé(e) à présenter une thèse en vue de l'obtention du

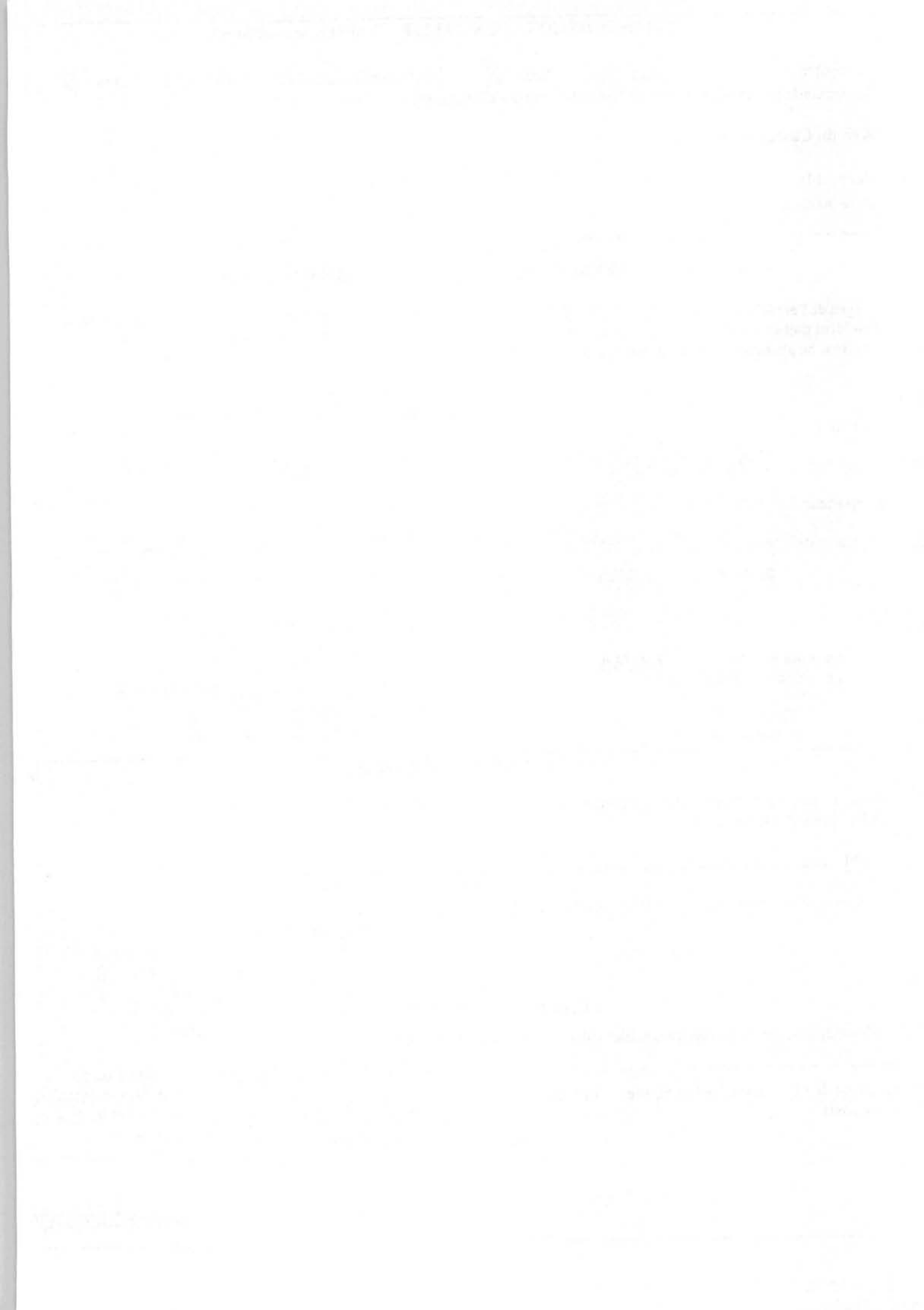
Doctorat de l'Université Joseph Fourier - Grenoble 1.  
 Grenoble le

Le Président de l'Université  
 Joseph Fourier - Grenoble 1  
**Claude FEUERSTEIN**

Le Président de l'Université  
 Joseph FOURIER - Grenob

*Claude Feuerstein*  
**Claude FEUERSTEIN**







## RESUME

Dans ce mémoire nous proposons une méthode d'analyse a priori des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques d'électronique de puissance.

Le premier chapitre introduit à la problématique de la compatibilité électromagnétique (CEM). Quelques méthodes classiques pour calculer les perturbations conduites dans les convertisseurs statiques sont passées en revue.

Le deuxième chapitre présente l'approche qui est basée sur des modèles simples de composants semiconducteurs qui permettent une représentation du système pour chaque configuration avec un système d'équations différentielles linéaire. Ceci entraîne un calcul plus aisé du régime permanent et une déduction directe de la décomposition fréquentielle pour les variables électriques intéressantes. L'approche est validée et située par rapport aux méthodes basées sur des simulations temporelles suivies de FFT.

Une représentation graphique des perturbations conduites pour une fréquence donnée est proposée afin de faciliter la réflexion du concepteur de convertisseurs statiques en tenant compte des contraintes CEM.

Le troisième chapitre est consacré à l'analyse avec la technique proposée de trois cas : un onduleur monophasé, un convertisseur à absorption sinusoïdale et un flyback résonant.

La dernière partie de la thèse présente l'application de la méthode à l'optimisation des paramètres d'un filtre ayant comme objectif le respect des normes CEM pour une structure hacheur série.

TITLE: Toward new methods for power electronic converter electromagnetic compatibility (EMC) analysis

## SUMMARY

This work shows a frequency domain technique based on the state vector approach and a simple switch device model for electromagnetic compatibility (EMC) power converter design. The conducted noise spectrum is straightforward computed in frequency domain for converters with alternating or direct current input sources. The method is validated and the results are compared with PSPICE time domain simulation mixed with FFT and measurements. The proposed technique is appropriate for applications where calculation speed is preferred rather than high precision.

The method highlighted in this study is used in order to estimate the conducted disturbance spectra for various power electronic converters: series chopper, full wave mono phase inverter, PWM inverter, full bridge rectifier.

With an additional fast algorithm used to find the soft switching event table, the method is employed with good results in EMC analysis for a resonant flyback converter.

Other application of the proposed technique is the optimization of the filter elements in a buck converter structure in order to comply with EMC regulations.

## DISCIPLINE

Génie électrique

## MOTS-CLES

Electronique de puissance, Convertisseurs statiques, Compatibilité électromagnétique, Simulation, Filtrage, Optimisation

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) INPG/UJF

Domaine Universitaire, BP46, 38402, Saint-Martin d'Hères CEDEX, France