Contribution à l' analyse des systèmes électrotechniques complexes : Méthodes et outils appliqués à l'étude des harmoniques

Alain Groud

▶ **To cite this version:**

Alain Groud. Contribution à l' analyse des systèmes électrotechniques complexes : Méthodes et outils appliqués à l'étude des harmoniques. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT : . tel-00906712

HAL Id: tel-00906712

https://theses.hal.science/tel-00906712

Submitted on 20 Nov 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.

MEDIATHEQUE AMPERE GRENOBLE INPG
D 051 097921 4
T527

THESE

présentée par

Alain GROUD

Ingénieur ENSEEIHT

pour obtenir le grade de DOCTEUR

de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

Contribution à l'analyse des systèmes électrotechniques complexes : Méthodes et outils appliqués à l'étude des harmoniques

---

Date de soutenance : 15 Juillet 1997

Composition du jury :

Monsieur	M. Poloujadoff	Président et Rapporteur
Monsieur	J. P. Hautier	Rapporteur
Monsieur	L. Gerbaud	Examinateur
Monsieur	J. P. Rognon	Directeur de Thèse
Monsieur	J. Roudet	Directeur de Thèse

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

THESE

présentée par

Alain GROUD

Ingénieur ENSEEIHT

pour obtenir le grade de DOCTEUR

de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

Contribution à l'analyse des systèmes électrotechniques complexes : Méthodes et outils appliqués à l'étude des harmoniques

---

Date de soutenance : 15 Juillet 1997

Composition du jury :

Monsieur	M. Poloujadoff	Président et Rapporteur
Monsieur	J. P. Hautier	Rapporteur
Monsieur	L. Gerbaud	Examinateur
Monsieur	J. P. Rognon	Directeur de Thèse
Monsieur	J. Roudet	Directeur de Thèse

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

REMERCIEMENTS

REMERCIEMENTS

A l'issue de ce travail, je tiens à adresser mes remerciements aux trois personnes qui ont encadré cette thèse :

M. Jean-Pierre Rognon, qui le premier, m'a proposé de travailler sur ce sujet, m'a accueilli dans l'équipe COMMANDE du LEG et m'a guidé et conseillé avec attention tout au long de ces trois années.

M. James Roudet, qui a co-encadré cette thèse avec dynamisme et efficacité pour tout ce qui concerne l'électronique de puissance.

M. Laurent Gerbaud, qui s'est montré d'une grande disponibilité et d'une aide précieuse pour la mise en oeuvre des méthodes de calcul et des logiciels de simulation.

Je tiens également à remercier :

M. Michel Poloujadoff, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury, et d'en être un des rapporteurs.

M. Jean-Paul Hautier, pour avoir accepté d'être rapporteur de ce travail.

Messieurs Jean-Claude Sabonnadière et Robert Perret, pour m'avoir accueilli au sein du Laboratoire d'électrotechnique de Grenoble.

Mmes Marie-Thérèse Loubinoux et Florence François, grandes prêtresses du réseau PC, qui m'ont mainte fois dépanné, avec beaucoup de patience et de gentillesse.

Mme Etiennette Callegher et M. Patrick Guillot et Eustache, pour qui les stations HP n'ont aucun secret, et qui m'ont eux aussi apporté généreusement leur aide.

Je remercie tous les autres personnels du LEG, que je n'ai pas nommé mais qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.

Merci à tous ceux qui m'ont accompagné pendant ces trois ans, dont je ne peux établir la liste, et qui

ont animé cette tranche de vie de leur conversations, de leur bonne humeur...

Enfin merci à mes parents, ma famille, à qui je doit la rigueur et la persévérance qui m'ont conduit jusqu'ici, et sans qui ce travail n'aurait pas été possible.

TABLE DES MATIERES

TABLE DES
MATIÈRES

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE 1 : Le problème de l'optimisation des systèmes 3

1. INTRODUCTION 3
2. POSITION DU PROBLEME 3
3. SYNTHESE BIBLIOGRAPHIQUE 4
   - 3.1. Cas des modélisations ne prenant en compte aucune interaction 4
     - 3.1.1. Le convertisseur 4
     - 3.1.2. Optimisation d'une machine 7
   - 3.2. Cas des modèles prenant en compte des interactions unilatérales 8
     - 3.2.1. Associations convertisseur-machine 8
       - 3.2.1.1. Les ondulations de couple 9
       - 3.2.1.2. Les échauffements 10
       - 3.2.1.3. Les contraintes internes 10
     - 3.2.2. Perturbations dans le sens convertisseur-réseau 10
   - 3.3. Cas des modèles prenant en compte les couplages entre deux ou plusieurs éléments du système électrotechnique. 11
     - 3.3.1. Associations convertisseur-machine 11
     - 3.3.2. Perturbations dans le sens convertisseur-réseau 12
   - 3.4. Bilan 12
4. ANALYSE DE BASE DU SYSTEME UTILISE POUR L'ETUDE 13
   - 4.1. Présentation du système 13
   - 4.2. Hypothèses de base 14
   - 4.3. Choix des modèles 14
   - 4.4. Démarche de calcul 15
5. CONCLUSION 16

CHAPITRE 2 : Les méthodes d'analyse hamonique dans un système électrotechnique 18

1. INTRODUCTION 18
2. CARACTERISATION DES PROBLEMES POSES PAR LA SIMULATION DES SYSTEMES ELECTROTECHNIQUES 19
   - 2.1. Les contraintes de la simulation 19

2.1.1. Caractère hybride des systèmes électrotechniques 19
2.1.2. Disparité des échelles de temps 20
2.1.2.1. Disparité dynamique des grandeurs continues 20
2.1.2.2. Grandeurs discrètes échantillonnées à période fixe 21
2.1.2.3. Pas de calculs associés aux échelles de temps 21
2.1.3. Evénements importants de la simulation 22
2.1.3.1. Instants de passage d'une grandeur par une valeur importante 22
2.1.3.2. Instants issus d'événements discrets 24
2.1.4. Découplage en sous ensembles d'éléments 24
2.1.5. Choix des modèles 26
2.1.5.1. Critères liés aux phénomènes physiques à traiter 26
2.1.5.2. Critère par rapport au nombre d'éléments de l'ensemble 27
2.2. Cahier des charges d'un logiciel de simulation idéal 28
2.3. Situation des logiciels utilisés 29
2.4. Cas du système choisi 29
3. CARACTERISATION DES PROBLEMES POSES PAR L'ANALYSE DE FOURIER ..32
3.1. Les contraintes imposées par l'analyse de Fourier 32
3.2. Analyse par FFT appliquée à l'association onduleur-machine asynchrone 33
3.2.1. Choix d'un modèle simple pour mettre en évidence les limites de la méthode d'analyse 33
3.2.2. Méthode d'obtention du spectre théorique 35
3.2.3. Analyse des grandeurs discontinues 35
3.2.3. Analyse des grandeurs continues (variables d'état) 38
3.2.4. Extension du problème à un modèle global du système 40
4. CONCLUSION 40

CHAPITRE 3 : Méthode de calcul direct proposée utilisant la transformée de Laplace 42

1. INTRODUCTION 42
2. INTERET DE LA TRANSFORMATION DE LAPLACE POUR L'ETUDE 42
3. CALCUL DE SPECTRES DANS LE CAS D'UN MODELE SIMPLIFIE 43
3.1. Cas de la source d'alimentation parfaite 43
3.2. Cas de la machine parfaite 45
3.3. Limitations du procédé 47
4. METHODE DE CALCUL ADAPTEE AU CAS D'UN MODELE GLOBAL 47
4.1. Rappel du problème et principes de base 47
4.2. Combinaison des outils de calcul 48
4.3. Algorithme de calcul direct appliqué au cas étudié 48
4.3.1. Etape 1 : mise en équations 48

4.3.2. Etape 2 : passage en variables de Laplace 51
4.3.3. Etape 3 : calcul des conditions initiales 52
4.3.4. Etape 4 : restriction du support de la fonction par convolution 52
4.3.5. Etape 5 : calcul du spectre 53
4.4. Variante de la méthode 54
4.4.1. Calcul par créneaux 54
4.4.2. Calcul par échelons 54
4.5 Réalisation de l'outil 55
4.5.1. Mise en oeuvre des équations de Laplace 55
4.5.2. Préparation du calcul des transformées de Fourier par Matrixx 56
4.5.3. Utilisation de l'application Matrixx du calcul de la Transformée de Fourier 56
5. DISCUSSION CRITIQUE DE LA METHODE 57
5.1. Validation de l'algorithme de calcul 57
5.2. Comparaison avec la FFT 58
5.3. Critique de la méthode 60
5.4. Influence de la précision des calculs 62
5.4.1. Mise en évidence d'un problème de méthode 62
5.4.2. Influence du pas de simulation 63
6. CALCUL APPROCHE DERIVE DE LA METHODE GLOBALE 65
7. CONCLUSION 66

CHAPITRE 4 : Applications de la méthode 68

1. INTRODUCTION 68
2. ANALYSE DES INTERACTIONS DUES A L'ONDULEUR 68
2.1 Interactions sur les courants aval (machine) 70
2.2 Interactions sur les tensions amont (filtre) 71
2.3 Explication et évaluation des couplages amont-aval dans l'ensemble électromécanique 73
3. ANALYSE PRENANT EN COMPTE LE REDRESSEMENT 76
3.1 Modélisation 76
3.2 Effets du redressement 77
4. INFLUENCE DES SOUS-HARMONIQUES SUR L'ENSEMBLE ELECTRO-MECANIQUE 81
4.1. Etude des sous-harmoniques de découpage pour un modèle simplifié d'alimentation 81
4.2. Etude des sous-harmoniques de commande et de redressement pour un modèle complet du système 85

4.2.1. Présentation générale 85
4.2.2. Objectif de l'étude 86
4.2.3. Choix des fréquences de travail 87
4.2.4. Résultats et analyse 88
4.3. Conclusion 93
5. APPLICATION A LA C.E.M. : CARACTERISATION D'UN REDRESSEUR EN PONT DE DIODES DANS LA BANDE RADIOFREQUENCE (10 KHZ-30/80 MHZ) 93
5.1. Cadre de l'étude 94
5.2. Le dispositif expérimental 94
5.3. Problématique 97
5.4. Application de la méthode de Laplace 97
5.5. Simulation d'une période Spice puis FFT 100
5.6. Résultats 100
6. METHODE D'ANALYSE SIMPLIFIEE ADAPTEE A LA CEM 101
6.1. Simulation du phénomène seul 101
6.1.1. Calcul par Spice + FFT 101
6.1.2. Calcul par trapèzes en transformée de Laplace 104
6.2. Analyse des résultats 104
6.3. Conclusion - Généralisation 105

CONCLUSION GENERALE 106

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES 107

ANNEXE 1 : Principes de la MLI vectorielle 118

ANNEXE 2 : Les harmoniques de tension en MLI synchrone triphasée 120

1. ANALYSE MATHEMATIQUE 120
2. CONSEQUENCE POUR L'INTERPRETATION DU SPECTRE DANS LE CAS GENERAL 121
3. CAS PARTICULIER D'UN INDICE DE MODULATION MULTIPLE DE TROIS 123
4. INTERPRETATION DES AUTRES CAS DE FIGURES 125
5. CONCLUSION 125

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes électrotechniques, en particulier les chaînes électromécaniques, sont des ensembles complexes. Ils comportent des éléments de natures différentes : commutés (les convertisseurs statiques), continus (la machine, la charge), et discrets (les systèmes de commande et leurs interfaces). Ces éléments interagissent de manière étroite, soit fonctionnellement (par des boucles de régulation), soit par les phénomènes physiques mis en jeu : électriques, mécaniques, thermiques, ...

Actuellement, l'optimisation d'un composant d'une chaîne électromécanique (convertisseur, machine), est généralement effectuée par rapport à des critères propres à ce composant, sans réellement tenir compte de l'environnement dans lequel il s'intègre. Par suite de l'interaction entre éléments, les performances et la fiabilité du système se trouvent généralement dégradés par rapport aux prévisions.

Une solution consisterait à employer des moyens lourds de simulation et d'analyse qui posent plusieurs problèmes. En effet, cette méthode a comme conséquence une simulation toujours longue, dont il est ensuite difficile d'apprécier la validité des résultats. Elle est de toute façon d'une aide médiocre quant à la compréhension des différents phénomènes pouvant interagir entre les modules. Il est alors bien difficile de déceler la contribution et le rôle exact joué par telle ou telle partie du système complet.

La conclusion qui semble s'imposer est que cette méthode, superficielle et globale, qui incite à tout modéliser et simuler, n'a été rendue possible que grâce à la puissance croissante des calculateurs. Mais elle conduit en fait à une impasse.

Une autre démarche est nécessaire. Elle implique, avant tout calcul, d'arriver à démonter par l'intermédiaire d'une procédure générale, les principaux mécanismes des interactions qui se manifestent à l'intérieur du système. Cette procédure s'articule, selon nous, en trois points. Elle suppose :

1) qu'une analyse fonctionnelle et phénoménologique amène la mise en évidence de sous-ensembles sous la forme de fonctions ou d'équations d'une part, de leur environnement d'autre part,

2) la modélisation de l'environnement de la fonction ou du phénomène considéré,

3) la définition de l'outil de simulation et d'analyse le mieux adapté au problème étudié et aux modèles utilisés.

L'étude des systèmes fait ressortir plusieurs classes de problèmes : ceux que l'on peut plus facilement étudier ou caractériser grâce à une approche spectrale, par exemple les perturbations CEM, les ondulations de couple pour les entraînement électromécaniques, et ceux pour lesquels il faut plutôt travailler dans le domaine temporel, par exemple les pertes engendrées par la commutation des semiconducteurs de puissance.

L'objectif de ce travail s'est concentré sur l'analyse des phénomènes liés aux harmoniques générés par les convertisseurs statiques dans la charge et vers la source, à travers la démarche en trois points précédemment citée. Il se décompose en quatre chapitres.

Le premier chapitre présente à travers la littérature existante, les problèmes d'optimisation et de simulation classiquement traités, et les méthodes utilisées pour cela.

Nous verrons alors au cours du chapitre 2, qu'obtenir des résultats suffisamment précis pour analyser d'éventuels couplages pose déjà des difficultés qu'il faudra résoudre.

Pour cela nous analyserons quels sont les logiciels de simulation qui répondent au mieux au cahier des charges que nous aurons fixés à la lumière des premiers résultats obtenus sur le véhicule test.

Le Chapitre 3 quant à lui, présentera une nouvelle méthode reposant sur la transformée de Laplace associée à du calcul symbolique afin d'améliorer la précision des résultats obtenus.

Enfin, le Chapitre 4 permettra de mesurer l'impact de cette nouvelle méthode sur des exemples variés : la machine asynchrone et sa commande ainsi que sur un cas typique de caractérisation de perturbations CEM en Electronique de Puissance.

CHAPITRE 1

CHAPITRE 1

CHAPITRE 1

Le problème de l'optimisation des systèmes

1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on se propose d'abord d'exposer le problème général de notre étude, puis de faire un résumé des principaux types d'analyses et d'optimisations rencontrés dans la littérature. Il se décompose en trois catégories d'études, en fonction du nombre d'interactions prises en compte par la modélisation choisie. Enfin, on présentera l'exemple qui nous a servi de support principal.

2. POSITION DU PROBLEME

La mise au point et l'optimisation d'un système électrotechnique font appel à des compétences théoriques très variées, à des niveaux de spécialisation élevés. Il est difficile de les rassembler, et plus encore de les intégrer dans une démarche de calcul, qu'il s'agisse d'analyser le fonctionnement du système, ou de déterminer les caractéristiques les mieux adaptées au contexte de son fonctionnement. L'exemple sur lequel nous nous sommes appuyés est celui d'une chaîne de traction pour véhicule électrique (voiture, matériel ferroviaire) . C'est un système complexe qui associe des éléments de nature différente (commutés, continus et échantillonnés), faisant intervenir plusieurs phénomènes physiques électriques, mécaniques, thermiques ..., [SCR96]. Il se compose classiquement d'une machine électrique alimentée par l'intermédiaire d'un étage d'électronique de puissance, et contrôlée par une chaîne d'asservissement qui permet le contrôle dynamique du couple et du transfert de puissance entre la source d'alimentation électrique et la chaîne mécanique. L'interdépendance entre les éléments est souvent négligée dans les calculs. Pourtant, elle influence parfois de manière importante les performances de l'ensemble.

Le problème qui se pose au concepteur de ce type de système consiste à définir une structure adaptée et à la dimensionner, à partir d'un cahier des charges donné. La définition du système est un problème qualitatif, qui fait appel à une démarche qui ne sera pas abordée dans cette étude. Nous avons considéré uniquement la question du dimensionnement à structure donnée. Dans tous les cas, il faut commencer par traduire les comportements physiques du système en modèles mathématiques. Mais se pose alors le problème du choix de ce modèle, dont dépend le reste de la démarche et en particulier les algorithmes de calcul employés et la qualité des résultats obtenus. Lorsque le modèle est simple, on procède autant que possible par le calcul analytique, qui permet d'obtenir directement les

solutions. Sinon, il faut recourir à des simulations numériques et à un ajustement itératif des paramètres. Les cas pour lesquels le calcul analytique est applicable sont peu nombreux, et conduisent généralement à négliger beaucoup de phénomènes parasites qui modifient le comportement du système et dont on ne connaît pas l'influence relative. Ceci justifie l'importance du choix de la modélisation.

De nombreux exemples existent, qui illustrent chacun un cas particulier d'optimisation de système, mais aucun ne s'inscrit dans une perspective générale en raison de la diversité des situations rencontrées. On peut cependant dégager de la bibliographie existante trois classes de démarches distinctes :

- dans le premier cas, un élément susceptible de faire partie d'un système complexe est optimisé dans l'absolu, sans tenir compte d'aucune dépendance vis à vis du reste du système.
- dans le second cas, l'optimisation prend en compte de manière unidirectionnelle l'influence d'un ou plusieurs autres éléments du système sur l'élément étudié.
- dans le troisième cas, l'interaction d'au moins deux sous-ensembles du système est analysée globalement.

On va développer plus précisément ces différents points.

3. SYNTHESE BIBLIOGRAPHIQUE

3.1. Cas des modélisations ne prenant en compte aucune interaction

Dans ce cas on ne s'intéresse qu'à un élément du système (machine, convertissur statique, etc.). On cherche à optimiser sa structure, son dimensionnement, sa commande dans le cas des convertisseurs, dans l'absolu et par rapport à un ou plusieurs critères : les performances pures (rendement, rapport couple-courant d'une machine, etc.) ou les contraintes induites en interne (efforts électrodynamiques, sur-tensions sur les composants internes, échauffements, etc.). Ce type de démarche n'entre pas dans les objectifs de notre étude, elle n'est citée qu'à titre indicatif et permet de présenter les critères classiquement privilégiés pour analyser, concevoir et optimiser un convertisseur ou une machine.

3.1.1. Le convertisseur

Bien que le convertisseur apparaisse lui-même comme un système complexe, son choix et son optimisation sont facilités souvent par le découplage que l'on peut accomplir entre la conception fonctionnelle et la conception technologique.

La conception d'un convertisseur est largement facilitée dans le cas de l'alimentation des machines électriques, où la structure en onduleur de tension s'impose dans la plupart des cas.

L'onduleur de tension ne présente pas de degré de liberté en ce qui concerne sa conception fonctionnelle. Les problèmes de conception ou d'optimisation que l'on peut rencontrer sont relatifs au choix du mode [BOW75], [HOL94], [SEI88], [VDB88] et de la fréquence de découpage

[BLA95], et sont donc grandement liés aux aspects technologiques.

La conception technologique doit prendre en compte principalement deux contraintes, comme l'illustre la figure 1-1 : la CEM en relation avec les contraintes électriques instantanées et les aspects thermiques liés aux pertes engendrées par les semiconducteurs et les composants passifs. Examinons ces deux contraintes :

- Les aspects thermiques

On ne s'intéresse ici qu'aux composants actifs. Les seuls composants passifs de ces convertisseurs sont les filtres d'entrée et de sortie, qui pour l'instant ne font pas l'objet d'études approfondies. En revanche, les semiconducteurs, sujet d'intérêt depuis longtemps, sont le siège de pertes par conduction et de pertes par commutation directement dépendantes du courant commuté. Les secondes sont proportionnelles à la fréquence de découpage alors que les premières sont reliées aux courants efficace et moyen qui transitent par les interrupteurs.

Dans les deux cas, la façon dont ces pertes dépendent de la stratégie de commande, c'est-à-dire du type de MLI commence à faire l'objet de recherches [BOY85], [CHA91], [FAL94], [BLA95], [PAP96].

La stratégie de commande (MLI) ne peut pour l'instant être optimisée vis-à-vis du critère pertes dans les semiconducteurs en raison de la difficulté d'estimer principalement les pertes par commutation.

-- Les modèles fins, issus de la physique, demandent plusieurs minutes de calcul pour réaliser une commutation. Les résultats fournis ne permettent pas une évaluation des pertes à moins de 100 % près. Ces modèles sont encore au stade de la recherche [HSU96].
-- En conséquence de quoi, il est inutile d'essayer de prévoir ces pertes avec des modèles simples issus de l'idéalisation des formes d'ondes durant la commutation [PRO95], [KOL93], [MAX96].
-- L'estimation des pertes par conduction, quoique plus simple en théorie et pouvant être représentée par des circuits électriques, est rendue également impossible car elles sont dépendantes de la température. Les pertes par commutation contribuent bien sûr à fixer la température de fonctionnement des semiconducteurs et elles sont donc interdépendantes [PRO95].

En conclusion, il n'est pas possible de prendre en compte une quelconque interaction avec le reste du système (figure 1-1).

• Les aspects CEM se divisent en deux : la CEM interne au système, encore appelée autoperturbation, ne mettant pas en cause de liaisons avec l'environnement du convertisseur, et la CEM externe au système [ROU97], [LAB95]; deux domaines doivent être encore distingués :

-- Le domaine des basses fréquences que l'on nomme domaine des harmoniques. Ceux-ci sont

exclusivement dépendants du fonctionnement global du convertisseur (allure du courant prélevé sur le réseau). La commutation ou la technologie de l'interrupteur n'a pas d'influence dans cette bande de fréquence. Seul le séquencement des interrupteurs ainsi que le mode de commutation déterminent entièrement les perturbations engendrées vers le réseau d'alimentation (ou liaison intermédiaire à courant continu) ou en direction de la charge.
Dans cette gamme de fréquences, on peut citer de nombreux travaux relatifs à la suppression de tel ou tel harmonique en vue de satisfaire certains critères par des stratégies de commande plus ou moins élaborées [MUR83].

-- Le domaine des radiofréquences qui correspond à la bande de fréquence (10 kHz-30/80 MHz). Les perturbations émises dans cette bande par les convertisseurs sont principalement relatives aux technologies et plus particulièrement aux imperfections des éléments passifs ou actifs (interrupteurs, câblages, condensateurs...).
Les phénomènes fins engendrés lors de la commutation des semiconducteurs sollicitent ces éléments parasites et conduisent à générer des perturbations dans cette bande de fréquences.

Actuellement on ne peut pas parler de conception et encore moins d'optimisation puisque les travaux menés ne dépassent guère le cadre de l'analyse et de la compréhension des phénomènes. Dans ce domaine, on pratique plutôt le curatif par des moyens de filtrage que le préventif. De surcroît, il est très difficile de contrôler les éléments parasites des différents antagonistes et le filtrage dans cette gamme de fréquences n'est pas vraiment coûteux car les composantes du bruit sont peu énergétiques.

Dans cette même perspective de protection de l'environnemenrt du convertisseur, mais selon une approche différente, remarquons l'existence de quelques études traitant des problèmes de facteur de puissance et de distortion harmonique dus à des systèmes non linéaires, principalement des convertisseurs statiques, à l'échelle des réseaux, [CHR91], [JOH91]. Les méthodes employées, liées à la technologie des réseaux, font appel à des modèles macroscopiques linéaires et à des calculs d'harmoniques simples (séries de Fourier). La compensation par convertisseur statique est un moyen de remédier en partie à ces problèmes [SCD95], [PAN96].

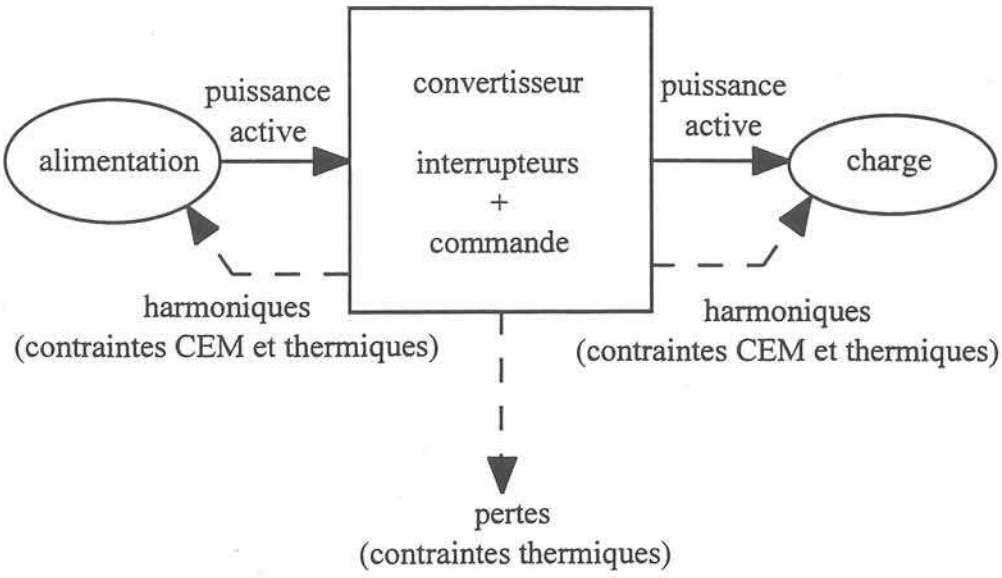


Figure 1-1 Schéma général des perturbations dues à un convertisseur

De manière générale, les études visant à optimiser les convertisseurs ne s'intéressent qu'à un des phénomènes cités précédemment sans chercher à analyser les conséquences des choix sur les autres phénomènes.

3.1.2. Optimisation d'une machine

Les phénomènes étudiés sont : l'effet de peau, les harmoniques d'entrefer et les fuites magnétiques, la saturation, l'hystérésis et les courants de Foucault, les frottements et les efforts locaux. Ils se traduisent globalement par des harmoniques de courant, des pulsations de couple, des contraintes internes, ainsi que des pertes (figure 1-2) [ZHU90]. L'optimisation consiste à les minimiser en adaptant les caractéristiques géométriques de la machine : bobinage, forme et distribution des encoches [ELD88], géométrie du circuit magnétique, etc., et les caractéristiques des matériaux.Les phénomènes ne sont jamais tous pris en compte en même temps. C'est le contexte général de l'application qui amène le concepteur à désigner celles qu'il veut minimiser et le modèle employé [ELD88], [ZHO95]. Pour l'optimisation on utilise généralement soit des modèles analytiques ou empiriques [AMI92] soit des modèles électromagnétiques à deux ou trois dimensions résolus par les méthodes à éléments finis. Des recherches portent sur le couplage, soit de modèles magnétiques et thermiques[KLA94], soit de modèles magnétiques et électromécaniques les premiers fournissant les paramètres des seconds, qui en retour fournissent les valeurs des variables électriques et mécaniques.

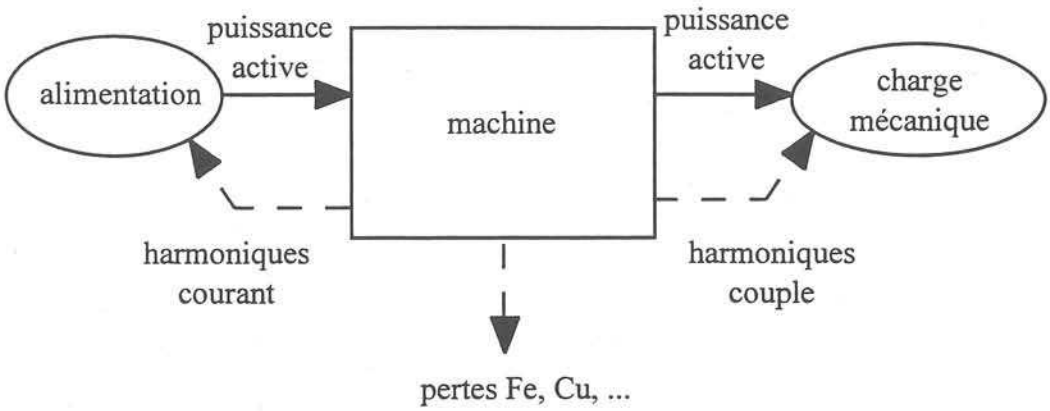


Figure 1-2 Schéma général des perturbations dues à une machine

3.2. Cas des modèles prenant en compte des interactions unilatérales

On ne s'intéresse plus seulement à un seul élément du système mais à l'association de deux éléments. Le modèle choisi traduit le fait que l'un des éléments de l'association est générateur de perturbations, alors que l'autre est exclusivement récepteur de ces perturbations ; on fait des hypothèses telles que les rétroactions ne sont pas considérées. Les études concernent plus particulièrement les perturbations générées par les convertisseurs statiques sur les machines ou sur le réseau d'alimentation (figure 1-3).

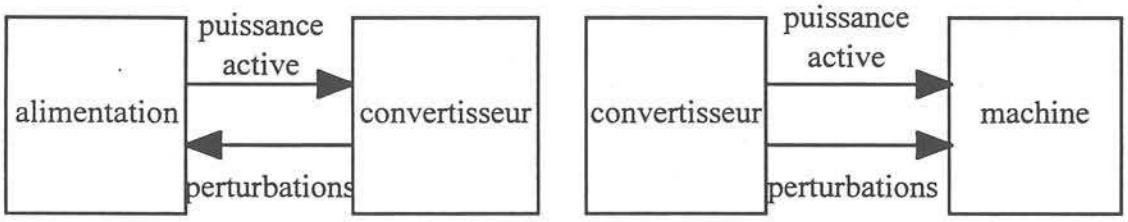


Figure 1-3 Modèles d'interactions unilatérales

3.2.1. Associations convertisseur-machine

Les déformations des grandeurs électriques d'alimentation qui résultent du mode de fonctionnement commuté des convertisseurs statiques génèrent des contraintes locales supplémentaires (mécaniques, thermiques...) [COB90] et, à un niveau plus global, des ondulations de couple et des pertes supplémentaires. En toute rigueur, avec le couplage introduit par les asservissements de courant et de vitesse, ces perturbations affectent au moins partiellement le fonctionnement du convertisseur lui même ; on s'affranchit de ce problème en supposant la vitesse constante et en considérant que les lois de commande sont parfaites (commandes parfaitement sinusoïdales pour un onduleur alimentant une machine alternative par exemple).

En toute rigueur la tension d'alimentation est également affectée ; on s'affranchit de ce problème en la supposant parfaite ou uniquement affectée par les perturbations liée à sa structure même (tension constante ou affectée d'oscillations à 300 Hz pour l'alimentation d'un onduleur constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre par exemple).

Les recherches portent principalement sur la minimisation des pertes globales et des ondulations de couple de la machine [BEN95], [OGA89] et dans une moindre mesure, des contraintes thermiques et mécaniques internes à la machine, en agissant soit sur les caractéristiques structurelles et le dimensionnement de la machine, soit sur celles de la commande de l'onduleur à structure de convertisseur donnée [AND93].

3.2.1.1. Les ondulations de couple

Le problème est depuis longtemps étudié dans le cas de l'onduleur MLI et de la machine asynchrone [MUR83]. La machine est soit simulée à l'aide des équations de Park pour étudier plutôt les régimes transitoires dans le domaine temporel et obtenir ainsi le couple instantané [GIE93], soit modélisée simplement par circuit équivalent linéaire en régime permanent [VDB88], [WAH86], [MUR83], [WIA95], pour en déduire analytiquement les spectres du courant et du couple, en considérant pour chaque harmonique de la tension de MLI le circuit équivalent associé (figure 1-4). il se réduit, à partir d'un certain rang, à l'inductance de fuites totale de la machine. Ces modèles sont parfois complétés pour prendre en compte des phénomènes tels que l'effet de peau ou la saturation, en faisant varier les paramètres du circuit en fonction de la fréquence ou du courant [ZAN94], [SHE94]. Le couple est calculé par convolution du spectre du courant avec celui du flux. On fait généralement l'hypothèse que le flux est sinusoïdal. La solution proposée pour améliorer la qualité du couple en fonctionnement nominal, consiste à adapter les paramètres de la MLI au contexte, de manière à éliminer les composantes de fréquences les plus basses [MUR83], [HO94], [HUN93], [SHO94]. Des travaux récents couplent modèles électromécaniques et modèles élémants finis pour prendre en compte les harmoniques spatiaux dans l'entrefer et la saturation [KLA94], [VAA94]. Les résultats paraissent peu différents des précédents.

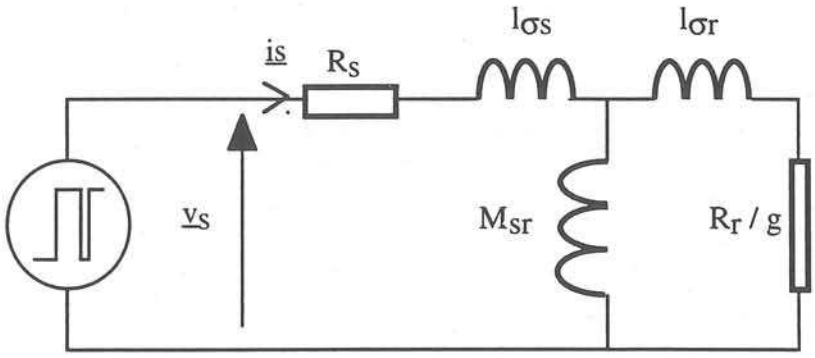


Figure 1-4 Schéma équivalent d'une machine asynchrone alimentée par MLI

3.2.1.2. Les échauffements

ils sont dûs aux pertes Joule et aux pertes fer. Les recherches se développent dans deux directions :

- l'étude expérimentale de l'influence de la MLI sur les pertes globales de la machine : comparaison des pertes en régime sinusoïdal et avec une alimentation MLI [BOG94], influence de la fréquence de travail ou du type de MLI [AND93],
- le développement de modèles d'analyse modale ou éléments finis permettant de localiser les pertes et d'évaluer la nature des pertes à partir de mesures de températures faites en différents points de la machine.

les auteurs cherchent à minimiser les pertes soit en jouant sur les paramètres géométriques de la machine [ZHO95], en fonction des caractéristiques de l'alimentation, soit sur la commande rapprochée du convertisseur en comparant les performances de plusieurs stratégies [MUR83], soit sur la structure de contrôle de l'ensemble [CLE95], en recherchant au moyen d'un algorithme adapté, le réglage qui assure des pertes minimales.

3.2.1.3. Les contraintes internes

Des forces électro-dynamiques s'exercent localement sur les barres ou les enroulements des machines [PAS92], et se traduisent par des déformations ou des usures de certaines pièces mécaniques. Les harmoniques de l'alimentation sont responsables de beaucoup de ces problèmes. Par exemple, dans le cas d'une commande MLI, les courants de mode commun circulant dans le chassis, provoquent l'usure des paliers d'arbre [BUS96], [CHE95]. La démarche suivie par ce type d'étude consiste à définir au cas par cas et valider expérimentalement un modèle du phénomène le plus simple possible, puis d'étudier l'influence des principaux paramètres identifiés (de l'alimentation ou de la machine), de manière à rechercher les conditions de fonctionnement pour lesquelles les contraintes ou leurs conséquences peuvent être minimales.

3.2.2. Perturbations dans le sens convertisseur-réseau

Pour les deux gammes de fréquences citées précédemment (§ 3.1.1), le réseau est considéré comme la charge du convertisseur qui se comporte en générateur de perturbations.

- Dans le domaine des basses fréquences on verra dans le paragraphe suivant (§ 3.3.2) que les relations bilatérales peuvent être prises en compte.
- Dans le domaine des hautes fréquences (bande RF) le réseau est simulé par un assemblage de circuits passifs appelé RSIL censé représenter son comportement entre 10 kHz et 30/80 MHz à la fois en mode commun et en mode différentiel [LAR96].

  Le convertisseur est représenté par des sources de courant pour le mode différentiel et des sources de tension pour le mode commun. Dans tous les cas de figure l'interaction, si elle est considérée est unilatérale. En effet étant donnée la complexité et la rapidité des phénomènes mis en jeu, on a l'habitude de prendre pour les générateurs de perturbations des caractéristiques

usuelles de di/dt ou dv/dt, mais le calcul ne prend pas en compte d'actions bilatérales [SCH93].

Les perturbations sont évaluées par des analyses fréquentielles (FFT, fonctions de transfert, ...). Pour les minimiser il est possible d'agir sur les composants passifs en calculant des filtres adaptés [ZHA95], ou bien d'agir sur le convertisseur en élaborant des techniques de commandes optimisées [LIN94].

3.3. Cas des modèles prenant en compte les couplages entre deux ou plusieurs éléments du système électrotechnique.

On considère deux ou plusieurs éléments d'un système complexe. On recherche une optimisation globale du système. On peut envisager une modélisation globale prenant finement en compte l'ensemble des interactions ou rechercher pour chaque élément le modèle de l'environnement représenté par les autres éléments susceptibles à la fois de représenter les perturbations qu'ils génèrent sur l'élément et celles que l'élément va générer. Les modèles qui leur sont associés prennent chacun en compte l'influence des perturbations produites par l'autre (figure 1-5). Les travaux correspondant à cette démarche ne sont pas encore très nombreux, et ce sont essentiellement des analyses globales de systèmes, qui ne sont pas accompagnées de processus de minimisations des perturbations, comme dans beaucoup de cas cités ci-dessus. Le besoin de telles méthodes est pourtant depuis longtemps reconnu [VDP90].

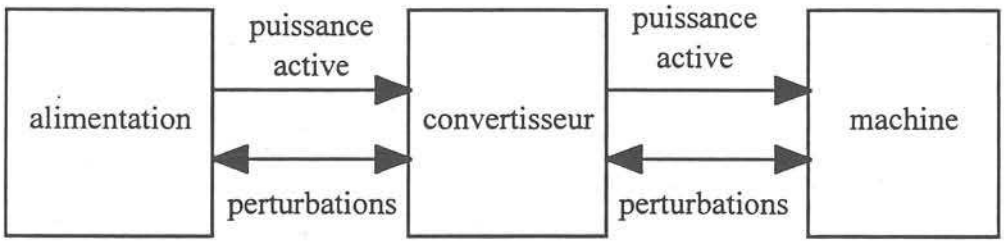


Figure 1-5 Modèle d'interactions bilatérales

3.3.1. Associations convertisseur-machine

Nous avons rencontré trois types d'études :

- des études portant sur modélisation globale précise d'un système complexe (prise en compte des impédances parasites, des frottements mécaniques, commutations parfaites ou affinées par modèles de type Spice), [MON94], [STE92], [STM96], [PAN96], [HU96], et le test d'une ou plusieurs stratégies de contrôle par rapport à quelques critères définis à partir de l'application, par exemple véhicule électrique [BAR94], [PAP96].

- Des modélisations fines d'ensembles très complexes : plusieurs étages de conversion, filtres, isolation, alimentation, charge mécanique,... et calculs temporels harmoniques (FFT) de toutes les

grandeurs nécessaires à l'analyse des phénomènes pour l'application, [SZE95], [PAR94], [NAR96].

- Quelques rares travaux utilisant plusieurs modélisations de complexités dégressives d'un système entier et qui comparent les résultats obtenus pour découpler les phénomènes [STE92], [DUR95].

3.3.2. Perturbations dans le sens convertisseur-réseau

Dans le domaine des harmoniques donc en basse fréquence, le convertisseur est représenté par des sources de courant harmonique qui débitent sur le réseau constitué d'une source de tension en série avec des impédances elles mêmes fonction de la fréquence. Le couplage est donc bilatéral puisque les caractéristiques des sources sont influencées par les imperfections du réseau (impédances séries).

On retrouve les mêmes orientations que dans le cas unilatéral, le thème essentiel portant sur la compatibilité électromagnétique. La classification est la même que ci-dessus (§ 3.3.1.) : les auteurs procèdent soit à des analyses comportementales globales, comme le calcul affiné des perturbations d'un réseau ferroviaire par les machines alimentées [COL93], [SZE95], [ZAJ94], soit à des calculs à partir de modèles relativement simples, confrontés ensuite à des mesures exoérimentales [MAG96], soit plus rarement à des modélisations dégradées afin d'évaluer les interactions comme nous l'avons fait nous-mêmes [SZE95]. Les calculs sont basés sur le principe habituel de la simulations suivie d'analyses harmoniques des résultats. Mais des méthodes de calcul plus directes font l'objet de certaines recherches [SKA95], et rejoignent certains des principes qui seront développés dans les chapitres suivants.

En haute fréquence, la capacité des calculs classiques (simulation + FFT), est limitée, c'est pourquoi on se contente généralement de modèles simplifiés. Notons cependant, ici encore, des essais récents d'analyse fréquentielle directe, [LAR96], mais qui en sont encore au stade de la mise au point sur des systèmes élémentaires.

3-4 Bilan

Seuls les deux derniers types de démarches nous intéresse :

- simuler le fonctionnement d'un élément en tenant compte d'au moins une partie de son contexte à l'intérieur du système et utiliser le modèle correspondant dans un algorithme d'optimisation automatisé.

- Modéliser et simuler globalement un ensemble pour analyser le comportement des éléments qui le composent. Mais on ne peut décrire et mesurer les couplages des phénomènes qu'en associant plusieurs modèles simplifiés au modèle global.

La seconde démarche conduit nécessairement à des calculs lourds, qui rendent très difficile l'élaboration d'une procédure d'optimisation rapide. L'analyse des couplages internes, la décomposition des modèles ou leur simplification judicieuse, par des méthodes qui restent à définir, sont aujourd'hui des pistes à explorer pour atteindre ce but.

4. ANALYSE DE BASE DU SYSTEME UTILISE POUR L'ETUDE

4.1. Présentation du système

A partir de l'exemple d'une chaîne de traction constituée d'une machine asynchrone triphasée, alimentée par un onduleur de tension à MLI piloté par un système de contrôle vectoriel du flux (figure 1-6), on veut calculer les harmoniques produits par chacun des sous-ensembles du système et mesurer les perturbations qu'il engendre sur ses voisins.

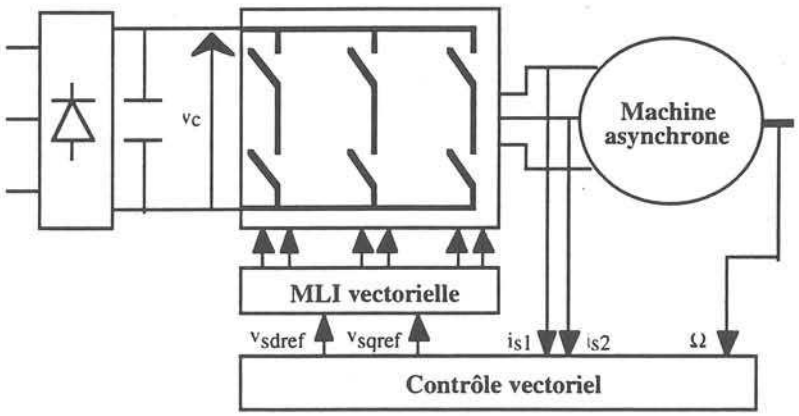


Figure 1-6 Convertisseur électromécanique étudié

On peut distinguer cinq éléments dans le système :
- la source constituée d'un redresseur à diodes branché sur le réseau suivi d'un filtre capacitif
- l'onduleur de tension
- la machine asynchrone triphasée
- l'étage de commande rapprochée par MLI vectorielle (voir annexe 1)
- le contrôle vectoriel du couple par positionnement du flux rotorique [VAS90], [LEO91].

L'onduleur est la principale source d'harmoniques : il découpe la tension v_c délivrée par la source et les courants machine, selon un schéma défini par la commande. Les tensions machine et le courant d'entrée de l'onduleur contiennent donc des harmoniques qui se retrouvent dans les courants i_s et dans la tension v_c, filtrés par les impédances et admittances des circuits concernés. Les harmoniques nés des commutations, se propagent donc à travers les différents éléments du système aussi bien en amont qu'en aval de l'onduleur, ainsi qu'au travers des étages de commande qui échangent des signaux avec le circuit de puissance, images des courants, tensions et vitesse machine.

Même en limitant les perturbations aux harmoniques, ces constatations mettent déjà en lumière l'existence de couplages complexes. L'objectif consiste à trouver des moyens adaptés pour les analyser et les quantifier avec comme perspective la recherche de critères de minimisation de ces interactions.

Avant toute analyse des phénomènes, il est nécessaire de rechercher des outils de calcul fiables et

suffisamment précis. C'est l'objet de cette étude.

4.2. Hypothèses de base

Pour simplifier la résolution du problème, on est amené à réduire le cadre de l'étude en considérant les hypothèses suivantes :

- on se limite à l'étude des interactions entre la source, l'onduleur et la machine; par conséquent le contrôle vectoriel et la commande rapprochée sont supposés être insensibles aux harmoniques et produire des signaux de commande idéaux,
- l'optimisation concernant seulement les performances statiques du système, l'étude porte exclusivement sur le régime permanent,
- l'onduleur est constitué d'interrupteurs parfaits : les commutations sont instantanées et il n'y a pas de pertes,
- afin d'éviter la présence de sous-harmoniques dans les spectres, la MLI vectorielle est synchrone, sa fréquence de base est de 50 Hz et sa fréquence de découpage est de 10 kHz, soit un indice de modulation entier (m = 200).

4.3. Choix des modèles

Les modèles choisis pour la source et la charge sont respectivement les suivants :

- source de tension idéale suivie d'un filtre RLC (figure 1-7),
- modèle vectoriel linéaire de la machine dans un référentiel (d,q) lié au stator (figure 1-8) [TRAMA].

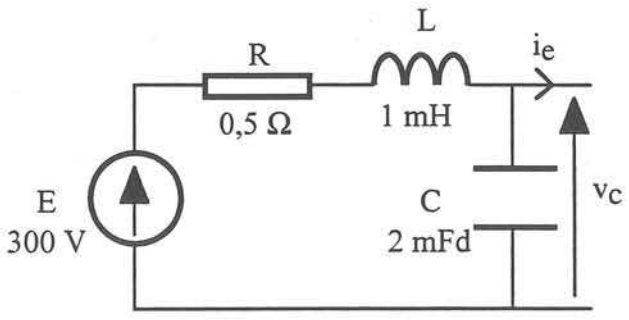


Figure 1-7 Modèle de la source

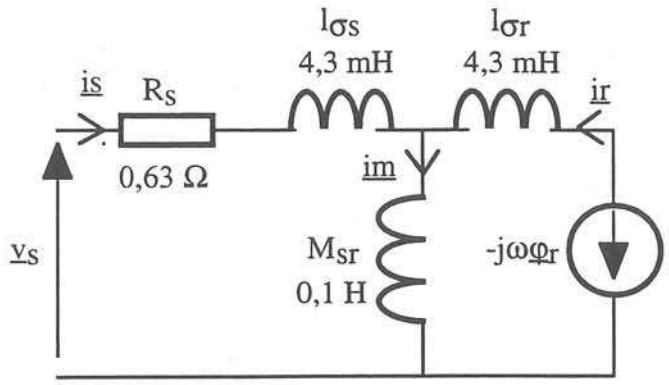


Figure 1-8 Modèle de la machine asynchrone

4.4. Démarche de calcul

Comme on l'a vu plus haut, les harmoniques de tension sortant de l'onduleur engendrent des harmoniques de courant dans les enroulements de la machine, ce qui modifie par conséquent l'allure du courant dans la source, qui à son tour perturbe la tension d'entrée de l'onduleur, et ainsi de suite... En supposant que la source de tension est idéale, le courant de charge ne contient plus que les harmoniques dus au découpage de l'onduleur (figure 1-9). Il en est de même avec la tension délivrée par la source lorsque l'on considère la charge comme un générateur de courant parfaitement sinusoïdal [SZE95]. Donc trois cas de simulation se présentent :

1- le calcul des courants de charge lorsque la tension d'entrée est supposée constante (figure 1-9),

2- le calcul de la tension d'entrée de l'onduleur, lorsque les courants dans la charge sont supposés sinusoïdaux (figure 1-10),

3- le calcul de la tension d'entrée et des courants de charge sans simplification du modèle (figure 1-11).

La comparaison des spectres des courants dans les cas 1 et 3, et des tensions dans les cas 2 et 3 permettent de conclure sur l'importance du couplage entre source et charge. Cependant l'évaluation quantitative de ce couplage dépend de la fiabilité de la méthode d'analyse harmonique.

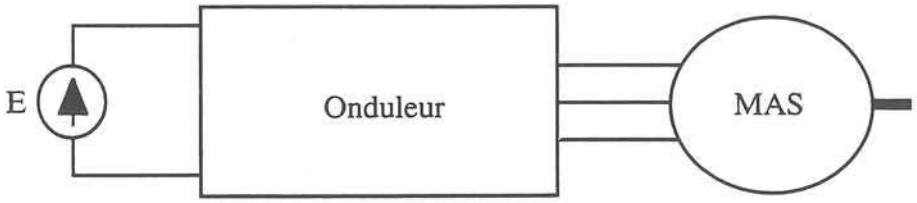


Figure 1-9 Modélisation du système dans le cas n°1

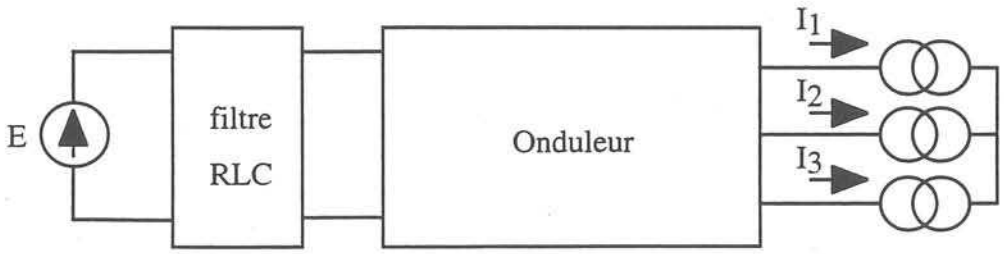


Figure 1-10 Modélisation du système dans le cas n°2

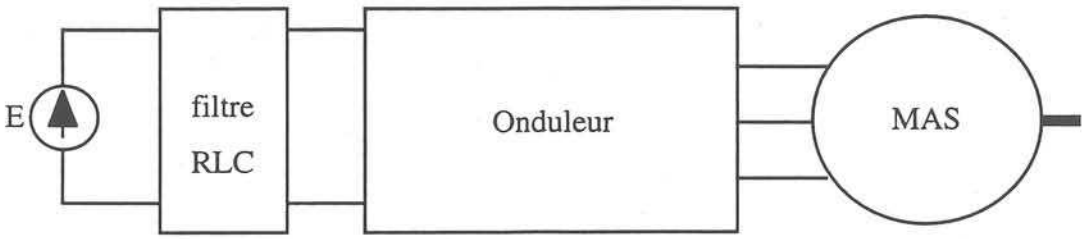


Figure 1-11 Modélisation du système dans le cas n°3

5. CONCLUSION

Ce rapide aperçu bibliographique sur la simulation, ses méthodes et ses applications à l'optimisation des systèmes électrotechniques, n'a pas la prétention d'être exhaustif, étant données les limites floues du domaine et la variété des publications produites. A travers le tri de celles dont nous avons eu connaissance, nous avons essayé de trouver un plan général qui décrive une progression d'ensemble cohérente des recherches affiliées à ce domaine. Nous nous rendons compte que les travaux effectués sont largement le fruit d'initiatives ponctuelles qui répondent chaque fois à un besoin particulier, et que les recoupements sont difficiles, tant les objectifs, les méthodes, les modèles peuvent varier à l'intérieur d'un même thème.

Il se dégage quand même une tendance intéressante à la prise en compte de certaines interactions le plus souvent unilatérales à l'intérieur des systèmes, et à la mise au point réfléchie de modèles simples souvent analytiques. Mais les interactions bilatérales sont généralement traitées uniquement par l'élaboration et la mise en oeuvre de modèles complexes, et bien rares sont les exemples qui tentent de les simplifier par l'identification de découplages ou plus encore de poser le problème d'une généralisation de cette démarche, travail qui semble aujourd'hui hors de portée.

Il ressort également que la simulation est à présent un procédé extrêmement répandu. Pourtant, elle ne répond pas à toute les questions et malgré les progrès en rapidité accomplis par les calculateurs, le recours à des modèles toujours plus lourds se heurte à des problèmes matériels évidents (temps de calcul, encombrement), et pose le problème de la fiabilité des principes de la simulation employée, à laquelle on accorde une confiance parfois exagérée.

Les chapitres qui suivent présentent une première approche de ces questions limitée au calcul des harmoniques dans le système choisi. A travers l'analyse des problèmes posés par les principes de

simulation et de calcul fréquentiel et en suivant la démarche de calcul présentée, nous allons essayer d'évaluer les couplages du système au moyen d'un outil adapté et d'aboutir à la question d'une simplification possible des modèles.

CHAPITRE 2

CHAPITRE 2

CHAPITRE 2

Les méthodes d'analyse harmonique dans un système électrotechnique

1. INTRODUCTION

L'optimisation globale des systèmes électrotechniques complexes nécessite de prendre en compte les interactions qui se manifestent entre les éléments qui composent ces systèmes. Pour chaque élément, il faut alors trouver un modèle ainsi que pour son environnement. Les modèles doivent être les mieux adaptés au phénomène étudié. Pour ce faire, il faut au préalable connaître les mécanismes de ces interactions. Il s'agit donc d'identifier les phénomènes de perturbations par lesquels elles se manifestent puis d'en déterminer les différentes causes et leur contribution respective à partir de modèles simples.

Ces problèmes offrent de vastes possibilités d'investigations étant donnée la diversité des systèmes électrotechniques et les nombreuses sources de perturbations auxquels ils sont soumis. Un choix et des restrictions sont nécessaires. C'est pourquoi le cadre de l'étude se limite aux ensembles électromécaniques et aux interactions générées sous la forme d'harmoniques.

A partir de l'exemple de structure choisi, il s'agit d'abord de déterminer des méthodes et des outils de calcul capables d'analyser les phénomènes d'interactions que l'on veut identifier et quantifier.

Pour calculer les harmoniques générés par un système, le procédé le plus évident (et le plus utilisé) consiste à en simuler le fonctionnement, et à faire l'analyse harmonique des grandeurs calculées. Il existe de nombreux logiciels de simulation, et des méthodes rapides d'analyse fréquentielle permettant de mettre en application cette démarche.

Le problème semble donc résolu ; nous allons cependant constater que cette méthode est délicate à utiliser surtout lorsque la complexité des phénomènes ne permet pas d'en avoir une idée précise par avance et que l'on demande aux résultats une précision suffisante pour faire des choix de niveaux de modélisation, de découplage des phénomènes, etc. D'une part les logiciels de simulation ont des capacités et des fonctionnalités variables, d'autre part, les méthodes classiques d'analyse harmonique ne sont pas toujours assez précises.

Sur l'exemple choisi, nous allons mettre en évidence les problèmes posés par cette approche et ses limites, dans un cas pourtant très simple, voire caricatural, en termes de modèles. On tentera également de dégager les grandes lignes d'un cahier des charges sommaire des outils idéaux qui seraient nécessaires pour obtenir des performances intéressantes en simulation (rapidité d'exécution, convergence et précision) et pour l'analyse spectrale (précision, possibilités d'évaluer les erreurs).

2. CARACTERISATION DES PROBLEMES POSES PAR LA SIMULATION DES SYSTEMES ELECTROTECHNIQUES

2.1. Les contraintes de la simulation

Rappelons que la simulation nécessite un modèle du système à simuler et une méthode de calcul pour résoudre ces équations. Ainsi, elle permet d'obtenir les grandeurs qui caractérisent le comportement du système pour une sollicitation donnée. Lors de l'analyse, de la conception et de l'optimisation, la simulation évite la multiplication des essais expérimentaux et la construction de nombreux prototypes. Le calcul est généralement itératif, selon un pas de calcul défini au préalable, les résultats sont donc échantillonnés à ce pas.

La mise en oeuvre est assez simple pour un objet homogène et unique comme un moteur, mais des difficultés apparaissent lorsqu'il s'agit d'une association d'objets de natures différentes comme un entraînement électromécanique.

Un tel ensemble est composé de plusieurs éléments de nature et donc de modèles très différents (convertisseurs statiques, machine, circuits de commande, filtres, capteurs, ...), alors que la simulation nécessite une méthode de calcul compatible avec tous, dans un volume de calcul minimal. De plus, il y a en général plusieurs types de phénomènes physiques à modéliser. Enfin il est fréquent que ces systèmes fonctionnent sur plusieurs échelles de temps. Nous allons étudier plus en détails les problèmes qui en résultent.

2.1.1. Caractère hybride des systèmes électrotechniques

Ce sont des systèmes hybrides dans la mesure où ils comportent des sources continues ou alternatives, des convertisseurs statiques, des charges actives et passives, des ensembles de mesure et de conditionnement du signal, et des dispositifs de contrôle, numériques ou analogiques.

On peut classer les éléments en *trois catégories* :

- les sous-ensembles continus : les filtres, les capteurs ou plus généralement les ensembles de mesure et de conditionnement du signal, les machines, les transmissions mécaniques (en l'absence de jeu), etc.

- les sous-ensembles continus par morceaux : c'est le cas des circuits électriques comprenant des interrupteurs statiques. La commutation des interrupteurs modifie la topologie du circuit. Il en résulte des discontinuités sur certaines variables. Entre deux commutations, le circuit électrique peut être décrit par un système d'équations d'état classique comme un système continu. Le nombre de situations possibles est fini.

- les sous-ensembles discrets : ce sont les organes de commande et de traitement numérique de l'information, et les interfaces avec les structures continues. Chacun travaille à une fréquence donnée.

Chacune de ces structures doit être décrite par des modèles appropriés, souvent liés à des outils mathématiques différents (équations différentielles pour un système continu ou continu par morceaux, et équations récurrentes pour une régulation numérique), mais qui doivent être compatibles les uns avec les autres.

Ainsi, la simulation est amenée à reproduire et à traiter en même temps, avec précision :

- des grandeurs continues qui ont généralement des dynamiques différentes,
- des grandeurs continues par intervalle qui peuvent avoir des dynamiques différentes pour chaque intervalle considéré,
- des fonctions discrètes (commandes numériques) qui sont associées à des périodes d'échantillonnage fixes,
- des passages de grandeurs par des valeurs critiques (par exemple : l'annulation du courant dans une diode) ou l'apparition d'événements discrets asynchrones de toute horloge (par exemple la commande de fermeture d'un semi-conducteur).

Nous allons maintenant développer ces différents aspects qui cadencent la simulation.

2.1.2. Disparité des échelles de temps

La variété des structures à l'intérieur d'un système s'accompagne de rythmes de fonctionnement propres à chaque élément. Si du point de vue des performances, il est profitable de faire en sorte que ces écarts soient maxima, par exemple entre un élément de commande et un élément de la chaîne de puissance, cette situation n'est pas sans poser des problèmes de choix des pas de calcul et de convergence de la simulation.

2.1.2.1. Disparité dynamique des grandeurs continues

Les sous-ensembles continus ou continus par morceaux sont caractérisés par leurs modes propres. Ceux-ci sont définis par les constantes de temps (ou amortissement) et / ou les fréquences propres de chaque grandeur d'état ainsi que les fréquences des sources alternatives.

Pour les systèmes continus par morceaux, ces modes peuvent différer sensiblement d'une configuration à l'autre. Prenons l'exemple d'un redresseur de tension associé à une charge inductive quelconque illustré par les figures 2-1 et 2-2 : pendant une séquence de conduction normale, l'évolution des courants est imposée par l'inductance de la charge L (figure 2-1). Par contre lors d'une commutation, le phénomène d'empiétement fait évoluer les courants par l'intermédiaire des inductances parasites de la source représentées par l, nettement plus faibles que L (figure 2-2).

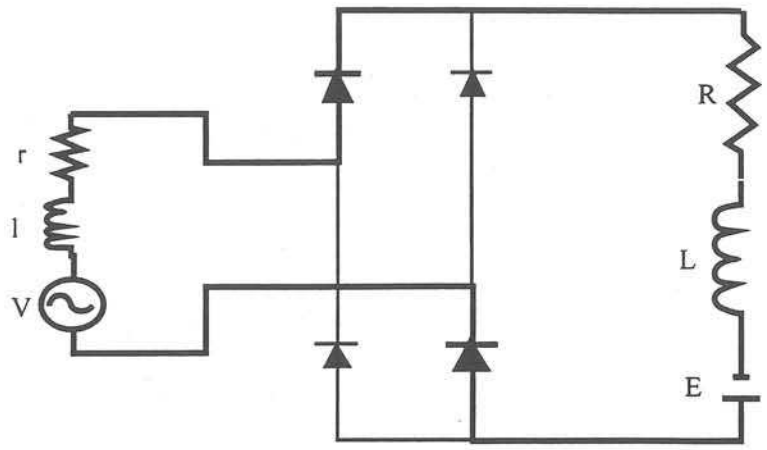


Figure 2-1 Circuit actif d'un redresseur pendant une séquence de conduction

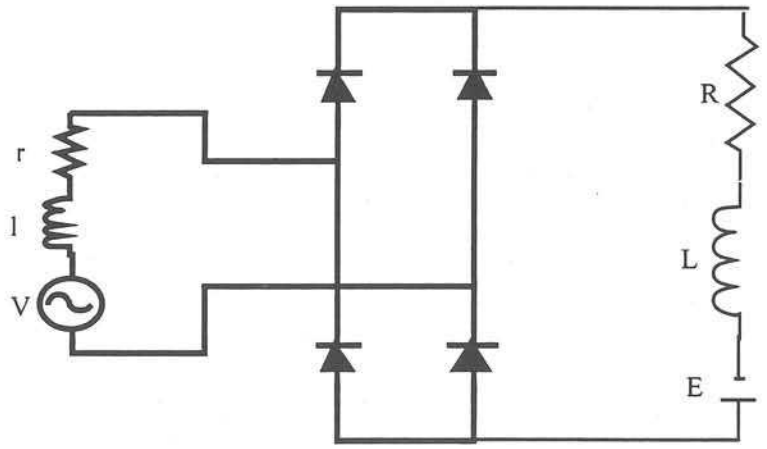


Figure 2-2 : Circuit actif d'un redresseur pendant une séquence de commutation

Ainsi, pour un ensemble d'éléments continus ayant la même dynamique, le pas de calcul sera directement déduit de la plus petite constante de temps ou période de ses grandeurs. Si ces éléments sont continus par morceaux, le pas de calcul s'obtient de la même façon, mais cette fois-ci, au niveau de chaque intervalle à considérer.

2.1.2.2. Grandeurs discrètes échantillonnées à période fixe

Les sous-ensembles discrets sont caractérisés par les périodes d'échantillonnage ou d'exécution des lois de commande et des algorithmes de traitement qui leur sont associés. Pour chaque application, ces périodes d'exécution sont choisies en fonction des modes propres de la chaîne de puissance. La simulation de ces éléments doit donc impérativement être exécutée en se calant sur ces périodes. Chaque période d'échantillonnage impose donc des instants de calcul qui lui sont propres, et qui s'ajoutent à ceux des autres périodes des éléments discrets.

2.1.2.3. Pas de calculs associés aux échelles de temps

A partir de ce qui vient d'être évoqué, par rapport aux échelles de temps, la simulation est cadencée par la superposition de deux types de pas de calcul (figure 2-3) :

- pour chaque intervalle de sous-ensembles continus, le pas de calcul résultant de la plus petite constante de temps ou période des grandeurs continues
- pour chaque sous-ensemble discret, le pas de calcul lié aux différentes périodes d'échantillonnage ou d'exécution associées. Notons que ces périodes sont souvent asynchrones entre elles.

Ainsi, le pas de calcul résultant de la superposition des dates liées à ces différents types de pas de calcul, sera variable.

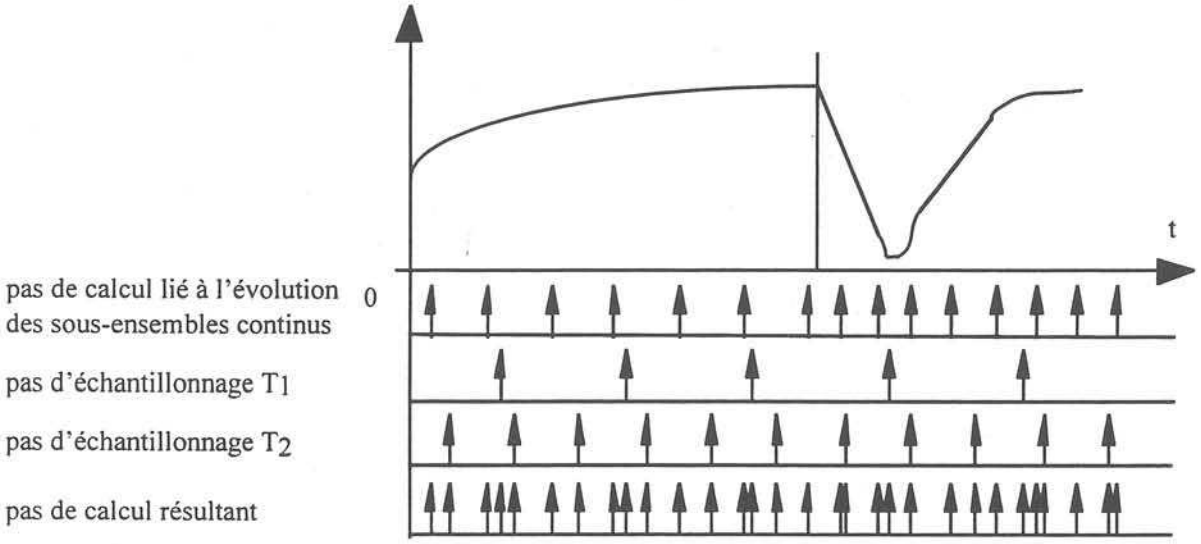


Figure 2-3 pas de calcul associés aux échelles de temps

2.1.3. Evénements importants de la simulation

Aux instants de calcul correspondant au pas de calcul issu des critères précédents, s'ajoutent des événements liées à des passages de grandeurs par des valeurs critiques ou à l'apparition événements asynchrones issus des éléments discrets [NOR92]. Dans le cas d'un changement de configuration d'un convertisseur statique, les premiers événements concernent généralement les instants de commutation naturelle des semi-conducteurs et les seconds les instants de commutation forcée. Généralement, ces événements sont critiques et doivent être simulés avec précision au risque d'obtenir des résultats fortement erronés. Ainsi, afin d'éviter de réduire considérablement le pas de calcul ou d'avoir un pas de calcul fixe très petit, pour traiter ces événements, des méthodes de calage du pas de calcul (par anticipation des instants correspondants), ou de recalage du pas de calcul (par retour arrière de la simulation) sont envisageables. Nous allons maintenant présenter les principes de ces méthodes.

2.1.3.1. Instants de passage d'une grandeur par une valeur importante

Cela concerne par exemple l'annulation du courant dans une diode qui va entraîner la fermeture de celle-ci. Considérons le cas de la figure 2-4a où la grandeur G doit passer par la valeur G0, puis rester constante ensuite, et où dt représente le pas de calcul (variable).

L'instant t0 de passage de G par G0 peut être déterminé avec précision par retour arrière. Dans ce cas, à partir de la date t, G passe par G0 pour donner une valeur G1 à l'instant t+dt différente de G0. A partir de là, on estime t0 : t0est, puis on refait un retour en arrière de la simulation en t, ensuite on reprend la simulation avec un pas de calcul dt=t0est-t. On continue ce processus jusqu'à obtenir une précision satisfaisante sur t0 (figure 2-4b) [ENJ89], [PIQ90].

Une autre solution, illustrée sur la figure 2-4c, consiste, à tout instant t de la simulation et tant que G n'a pas atteint la valeur G0, à prédire l'instant t0 : t0pred, par exemple par une méthode de la tangente. Dans ce cas, le pas de calcul dt=t0pred-t n'est pris en considération dans la simulation que s'il est plus petit que les pas de calcul fournis par ailleurs (par d'autres prédictions, ou des critères de disparité des échelles de temps). Ce type de méthode est utilisé dans MC2 où elle est appelée PDI (Prochaine Date Importante) [NOR91], [NOR92].

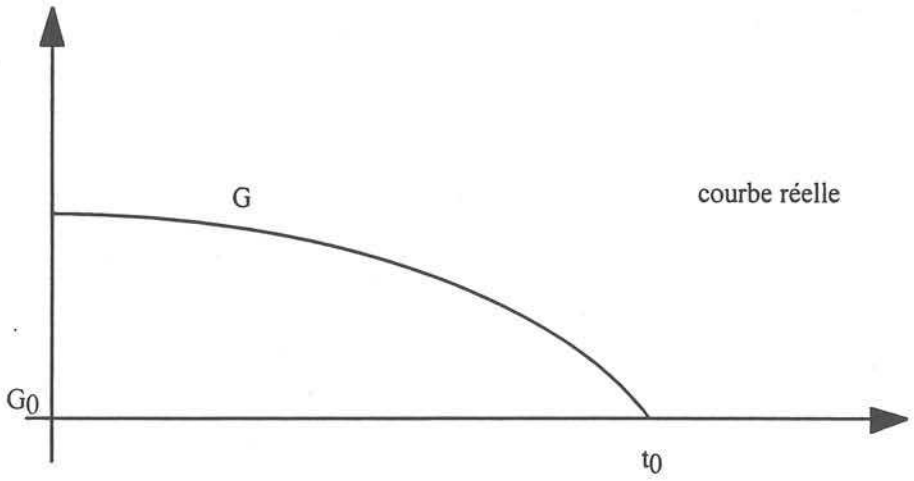


Figure 2-4-a : Exemple de courbe théorique

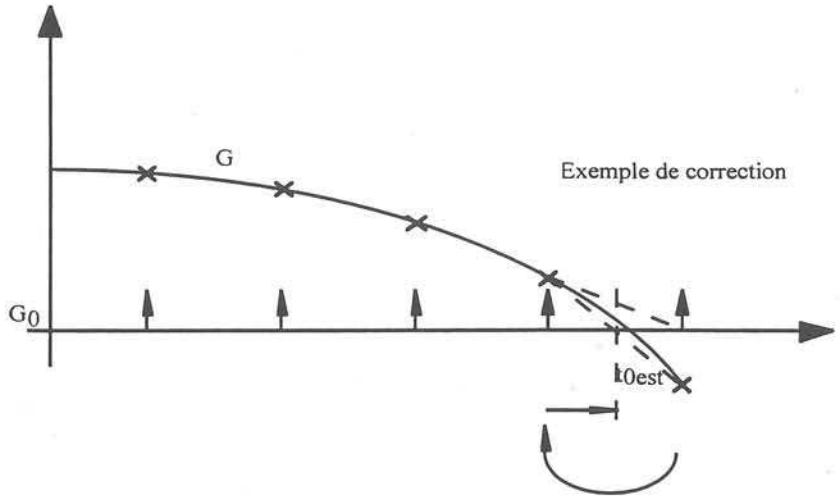


Figure 2-4-b Adaptation du pas de calcul par correction

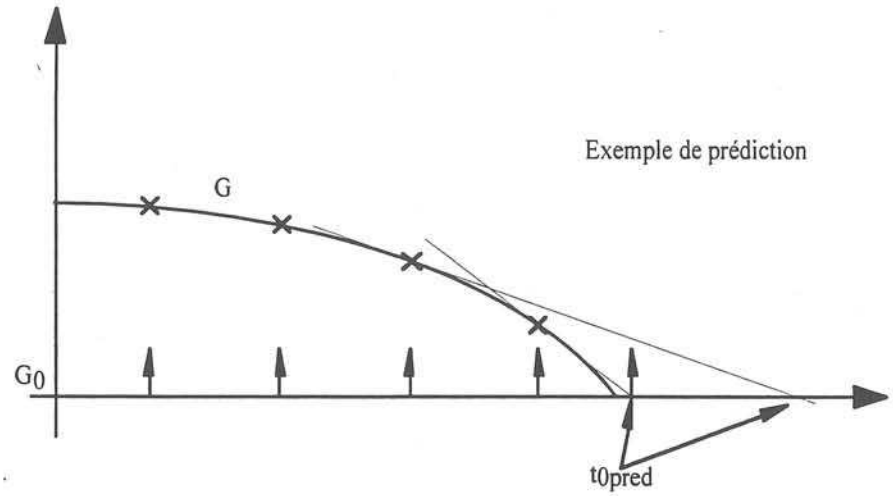


Figure 2-4-c Adaptation du pas de calcul par prédiction

2.1.3.2. Instants issus d'événements discrets

Cela concerne par exemple les fronts des créneaux d'une commande MLI. Ces instants sont issus des éléments discrets et sont généralement prédictibles. De ce fait, une méthode prédictive est très adaptée comme le montre la figure 2-5 [NOR92].

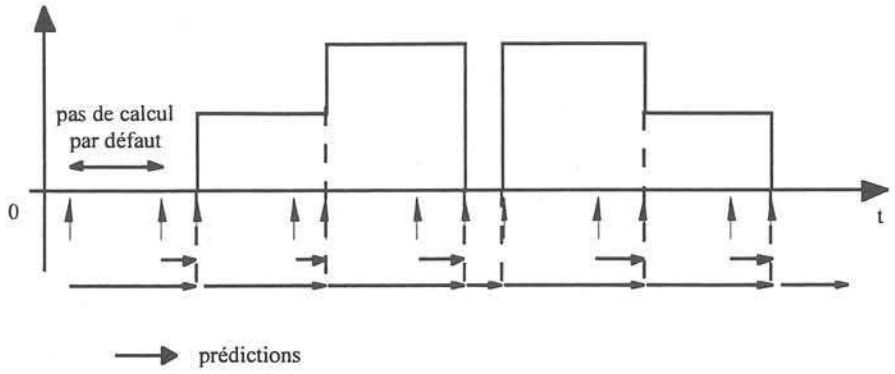


Figure 2-5 : prédiction des événements discret dans le cas d'un créneau de MLI

2.1.4. Découplage en sous-ensembles d'éléments

Afin de faciliter la description des modèles, il est intéressant de décomposer chaque application en différents sous-ensembles.

Ces sous-ensembles peuvent être découplés suivant différents critères :

- des aspects fonctionnels, l'exemple le plus simple est celui des fonctions de commande ou des sources de puissance idéales
- et / ou des aspects physiques, c'est-à-dire que différents sous-ensembles ont des modes propres très différents quelles que soient les configurations des parties continues (ou continues par morceaux), qu'ils ont peu d'interactions événementielles, et enfin qu'ils sont séparés du point de vue causal. Par exemple, dans un entraînement, on distingue la partie mécanique, constituée de l'arbre et de la charge entraînée, de l'ensemble électrique : le découpage est alors à la fois fonctionnel et physique. A l'opposé, on ne peut pas séparer une machine du commutateur de courant qui l'alimente.

Lorsque des sous-ensembles sont fortement découplés du point de vue dynamique et événementielle, ils peuvent être simulés avec un pas de calcul différent pour chacun d'eux. Par exemple, on peut simuler séparément les phénomènes électriques et thermiques [GER93], [NOR92].

La figure 2-6 présente un système formé d'un hacheur et d'une machine à courant continu régulée en courant, ainsi que la structure de simulation que l'on peut construire à partir des modèles choisis. Les traits épais délimitent les sous-ensembles dont les pas de résolution sont indépendants.

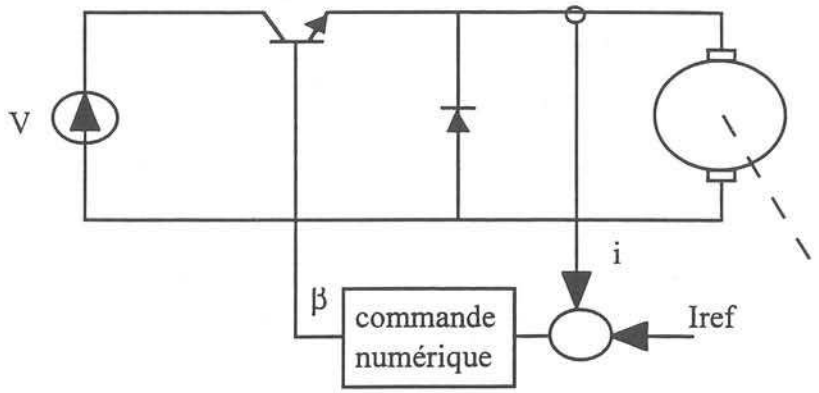


Figure 2-6 Exemple de système électromécanique complexe

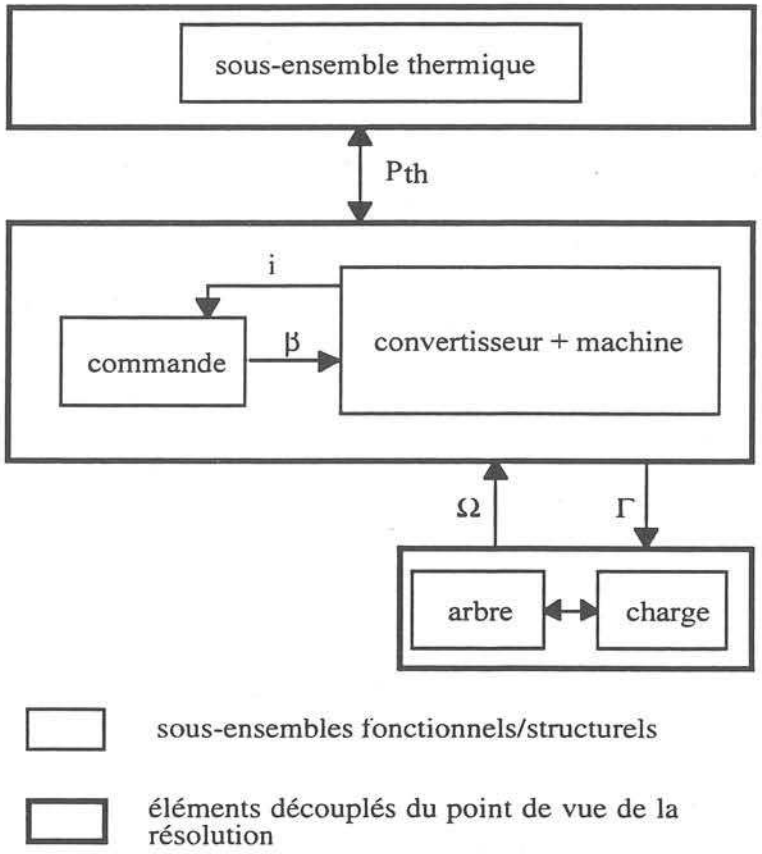


Figure 2-7 Exemple de décomposition d'un système pour la simulation

2.1.5. Choix des modèles

Ce choix est issu d'un compromis entre le niveau de modélisation des phénomènes à observer et de la taille de l'application à traiter. En effet, dans une application de taille importante, une simulation fine complète entraîne beaucoup d'interactions entre les composants, donc une description plus complexe des modèles et des simulations plus lourdes. On cherchera donc, dans la mesure du possible, à modéliser finement les parties dont on souhaite analyser le comportement et grossièrement les autres.

2.1.5.1. Critères liés aux phénomènes physiques à traiter

Les progrès de l'électronique permettent de commuter à des fréquences de plus en plus élevées, ce qui autorise des écarts d'autant plus importants entre les niveaux de fréquence d'un système. Dans le cas d'une commande d'interrupteur à haute fréquence de découpage, par leurs commutations, les semi-conducteurs engendrent, à l'intérieur du sous-ensemble électrique auquel ils appartiennent, des perturbations, qui pour être prises en compte, imposent des modèles affinés et un pas de calcul très petit devant les périodes des sources alternatives. C'est le cas des commandes MLI : le sous-ensemble source-convertisseur-charge n'étant pas davantage divisible en modules de simulation indépendants, le volume des calculs devient alors très lourd. On est donc contraint de restreindre le domaine fréquentiel couvert par la simulation que l'on veut effectuer, en fonction des phénomènes à observer. C'est le choix des modèles et des méthodes de simulation qui détermine les limites du domaine de fréquence dont la simulation est capable de rendre compte. Ainsi, pour couvrir l'échelle des fréquences dans son ensemble, on peut être amené à employer successivement plusieurs outils de simulation, ce qui impose de définir plusieurs fois les modèles et les paramètres du système sous des formulations différentes.

2.1.5.2. Critère relatif au nombre d'éléments de l'ensemble

C'est un facteur de complexité de la simulation : du nombre d'éléments dépend directement le nombre d'équations, de variables, la quantité d'états possibles du système, le nombre et la complexité des liaisons à décrire. Son influence est donc forte sur le volume et la durée des calculs. La solution évidente consiste à utiliser des modèles simplifiés, ce qui diminue d'autant la fidélité des résultats par rapport à la pratique. On a donc deux contraintes antagonistes qui imposent l'adoption d'un compromis : fréquemment, la modélisation fine d'un élément est privilégiée par rapport aux autres qui font l'objet d'hypothèses simplificatrices, selon l'objectif poursuivi qui consiste souvent à étudier ou à dimensionner un organe précis de l'ensemble. S'il s'agit de s'intéresser au comportement d'une machine faisant partie du sous-ensemble constitué par la chaîne de puissance, le ou les sous-ensembles simulant la commande ne prennent généralement en compte que des fonctions de modulation et de régulation théoriques : la commande est censée délivrer des impulsions parfaites et être insensibles à toutes les perturbations venant de la partie puissance ou des capteurs. Dans ce cas, la simulation ne peut pas révéler les interactions mutuelles entre les deux sous-ensembles commande et puissance, comme l'illustre la figure 2-8 pour une machine alternative.

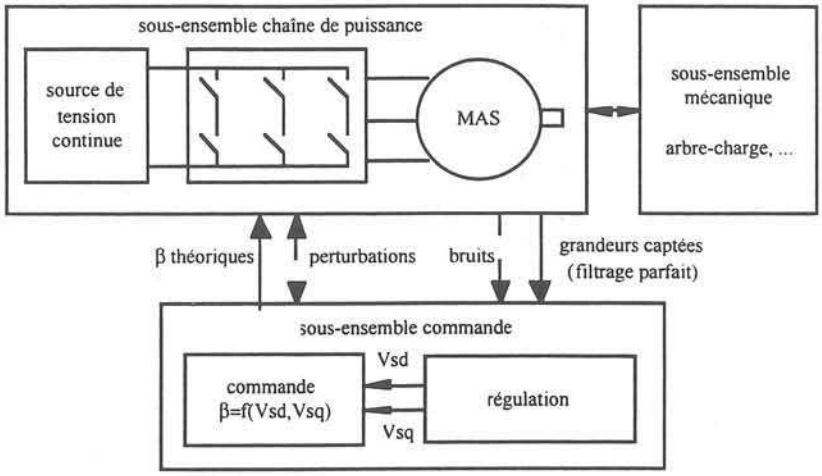


Figure 2-8 Problème du choix des modèles dans une simulation complexe

A l'intérieur d'un même sous-ensemble, la complexité plus ou moins grande des modèles relatifs aux entités physiques associées détermine pareillement le degré de prise en considération de leurs interactions respectives. Dans l'exemple précédent, on trouve l'association source-onduleur-machine, représentée sur la figure 2-9 avec différents modèles possibles. Si l'alimentation (source de tension parfaite) et le convertisseur sont idéalisés par rapport au moteur, aucune interaction avec les autres éléments du système n'apparaît dans l'évolution des variables principales (celles de la machine). En modélisant l'alimentation comme une source filtrée, des interactions se manifestent, la tension de sortie de l'alimentation n'est plus constante et dépend aussi des comportements de l'onduleur et de la machine. Cela concerne aussi l'ensemble arbre-charge pour la partie mécanique, etc... Dans les modèles, ces interactions s'expriment par des liaisons entre les grandeurs d'états, ce qui se traduit par des imbrications plus ou moins fortes des équations correspondantes.

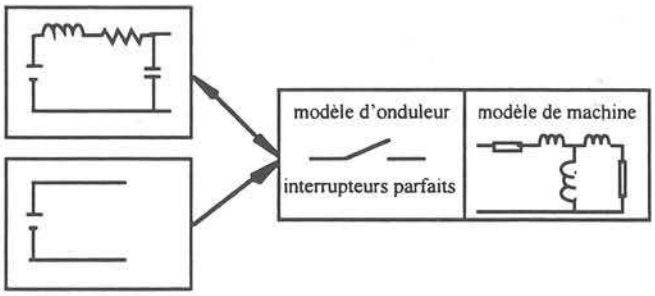


Figure 2-9 Problème du choix d'un modèle dans une association source-onduleur-machine

Cependant il faut noter qu'affiner une simulation au maximum n'est généralement pas souhaitable, même si l'outil de calcul permet d'y parvenir sans augmenter notablement le temps d'exécution. Une telle simulation confirme ou infirme globalement l'exactitude des modèles par rapport à l'expérience, mais ne donne pas la possibilité d'analyser les couplages des éléments de l'ensemble si elle n'est pas complétée par des résultats obtenus à partir de modèles simplifiés, nécessaires à l'identification de

chaque effet d'interaction. On s'attachera donc à déterminer les modélisations les plus simples, en fonction du nombre d'éléments à simuler et de l'objectif de la simulation.

2.2. Cahier des charges d'un logiciel de simulation idéal

Les observations précédentes permettent de dresser une liste des principales caractéristiques qu'un outil de simulation devrait réunir pour pouvoir faire face efficacement à la plupart des situations rencontrées.

L'outil doit permettre une description modulaire du système, à partir du découpage choisi par l'utilisateur toujours selon des critères fonctionnels ou physiques [BOL90], [NOR94].

La décomposition doit être indépendante du processus de résolution, laquelle doit offrir deux options :

- si les phénomènes concernant les différents modules sont couplés, il convient alors d'effectuer une résolution globale avec le même pas de calcul issu des critères de dynamicité et événementiels appliqués au système global.
- si les dynamiques et les fréquences mises en jeu par les modules sont très éloignées, s'il n'y a pas de fortes interactions événementielles entre ces modules, un découplage est possible et dans ce cas, chacun doit faire l'objet d'une résolution séparée, avec des pas de calculs différents.

Pour un module donné, le pas de calcul doit pouvoir s'adapter à la dynamique la plus contraignante, en particulier pour les systèmes continus par morceaux. Le pas est prédéfini pour chaque configuration ou s'autoadapte en fonction de critères à définir dans chaque cas.

Une méthode de calcul à pas variable est nécessaire pour recaler précisément la résolution sur les changements d'état des éléments du système par des procédures particulières de gestion du pas de calcul [NOR91].

2.3. Situation des logiciels utilisés

Compte tenu du temps nécessaire pour décrire sur un outil donné une application réaliste, nous avons uniquement utilisé les logiciels MC2, MATLAB et SPICE [ALE96], qui nous semblent bien représenter les différentes classes d'outils adaptés aux domaines d'étude et aux applications que nous avons traitées.

MC2 est dédié à la simulation des ensembles machine - convertisseur -commande avec une modélisation idéal des semiconducteurs [BOL90]. SPICE permet la simulation fine des convertisseurs statiques. MATLAB est une boîte à outil permettant de faire des calculs numériques; par ses boîtes à outils, il est très adapté à l'étude d'asservissement de systèmes ou à l'analyse numérique (FFT, optimisation, etc.).

Nous en présentons ici les fonctionnalités par rapport aux critères de l'étude ci-dessus.

	MC2	MATLAB	SPICE
Décomposition modulaire	oui	oui	oui
Choix d'une résolution découplée ou globale	non	non	non
Adaptation du pas de calcul à la dynamique	non	oui	oui
Recalage sur les changements de configuration	oui	non	oui

MC2 et SPICE ne répondent pas à toutes les exigences de notre cahier des charges. Cependant, comme les applications que nous avons traitées possèdent de nombreuses interactions entre les composants et qu'elles sont d'une taille raisonnable, le fait de ne pas avoir une résolution découplée de sous-ensembles est peu pénalisant.

MATLAB possède seulement une structure modulaire, son processus de résolution est fixe.

2.4. Cas du système choisi

Le principe de l'exemple présenté au chapitre 1, est rappelé figure 2-10. Il s'agit d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à MLI vectorielle. On le modélise selon le découpage suivant :

- un redresseur et un filtre
- un onduleur à MLI vectorielle (cf. annexe 1)
- une machine asynchrone
- une charge mécanique
- un dispositif d'autopilotage que l'on a supposé parfait

En régime permanent le vecteur de commande en sortie de ce dispositif est donc d'amplitude constante. Il tourne pas à pas, à cause de la numérisation de l'autopilotage.

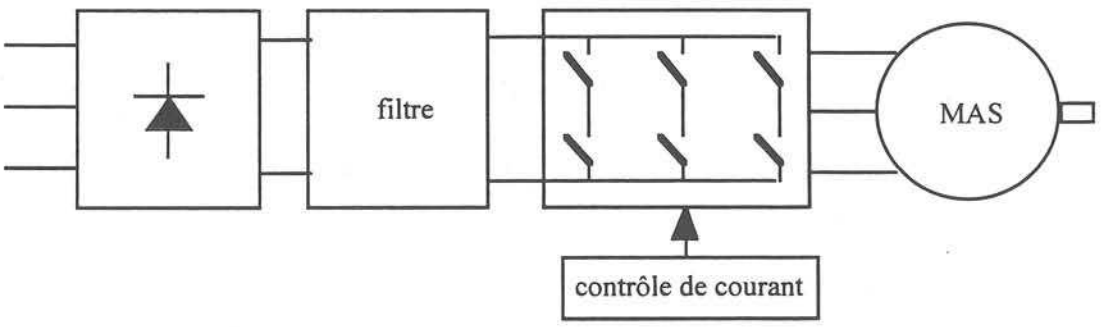


Figure 2-10 Exemple d'entraînement électromécanique

On a donc un système qui comporte en toute rigueur les parties suivantes :

- Une partie continue par morceaux : elle est constituée par le circuit électrique comprenant le redresseur, le filtre, l'onduleur MLI et la machine asynchrone. Ses configurations sont imposées par le redresseur et l'onduleur.

Si on néglige les phénomènes d'empiétement d'anode et en considérant que la conduction dans le redresseur est ininterrompue, le redresseur impose six configurations de 3,3 ms à l'intérieur de la période du réseau. Les équations électriques du circuit sont les mêmes pour toutes les configurations, seule la tension de source change : Pour chacune des configurations la source délivre une portion de sinusoïde à 50 Hz. Dans le cas où le courant s'interrompt dans le redresseur, il faut prendre en compte une septième configuration ; sa durée (et celle des autres) est alors déterminée par l'évolution du courant dans le redresseur (le changement de configuration intervient à l'annulation du courant) ainsi que par les instants d'amorçage des semi-conducteurs.

A l'intérieur d'une période de MLI (ici 100 µs), comme l'illustre la figure 2-11, l'onduleur impose 4 configurations parmi les huit possibles (6 pour lesquelles la machine est connectée à la source continue et 2 pour lesquelles ses trois phases sont en court-circuit), (cf annexe 1). Il découpe ainsi la tension filtrée issue du redresseur. Les durées des configurations sont déterminées par l'algorithme de MLI vectorielle et changent d'une période de MLI à la suivante. Les instants de commutation varient donc à l'intérieur de chaque période, et sont asynchrones par rapport aux commutations du redresseur. Comme pour le redresseur en conduction ininterrompue, les équations électriques sont les mêmes pour toutes les configurations, seule la tension d'entrée change : elle correspond à +/- la tension du filtre ou 0.

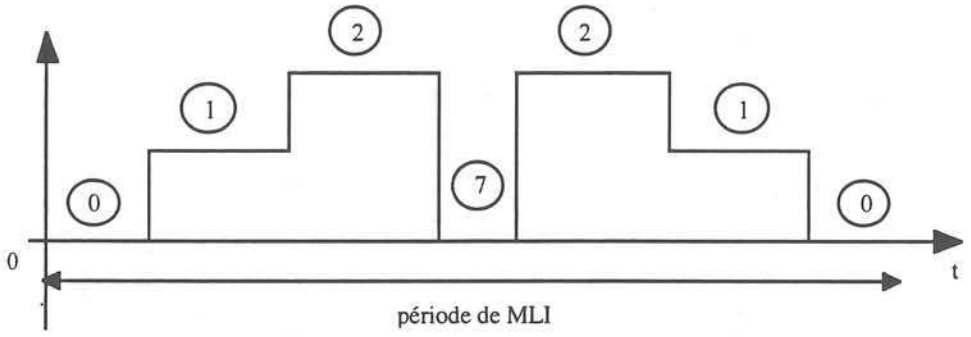


Figure 2-11 Configurations d'une période de MLI vectorielle

Les fréquences de redressement et de MLI sont également asynchrones l'une de l'autre.

En résumé, la partie continue par morceau doit être simulée en enchaînant la résolution de plusieurs systèmes d'équations d'état ; selon les cas, la commutation d'un système au suivant intervient périodiquement, ou bien à des instants calculés, ou encore en fonction de l'évolution des variables elles-mêmes.

- Une partie continue constituée par la partie mécanique de l'entraînement (machine, transmission et charge), ainsi que par les capteurs de courant et position et enfin les circuits de conditionnement du signal.

- Une partie discrète qui est la structure d'autopilotage de l'ensemble à partir des grandeurs captées (position, courants). Les algorithmes qui élaborent le vecteur tension moyen à appliquer à la machine sont exécutés à la fréquence de la MLI à laquelle ils sont synchronisés. Le vecteur tension est effectivement appliqué avec un retard égal à une période de MLI par rapport aux mesures.

La figure 2-12 donne les principales formes d'ondes obtenues en simulation par MC2 en régime permanent.

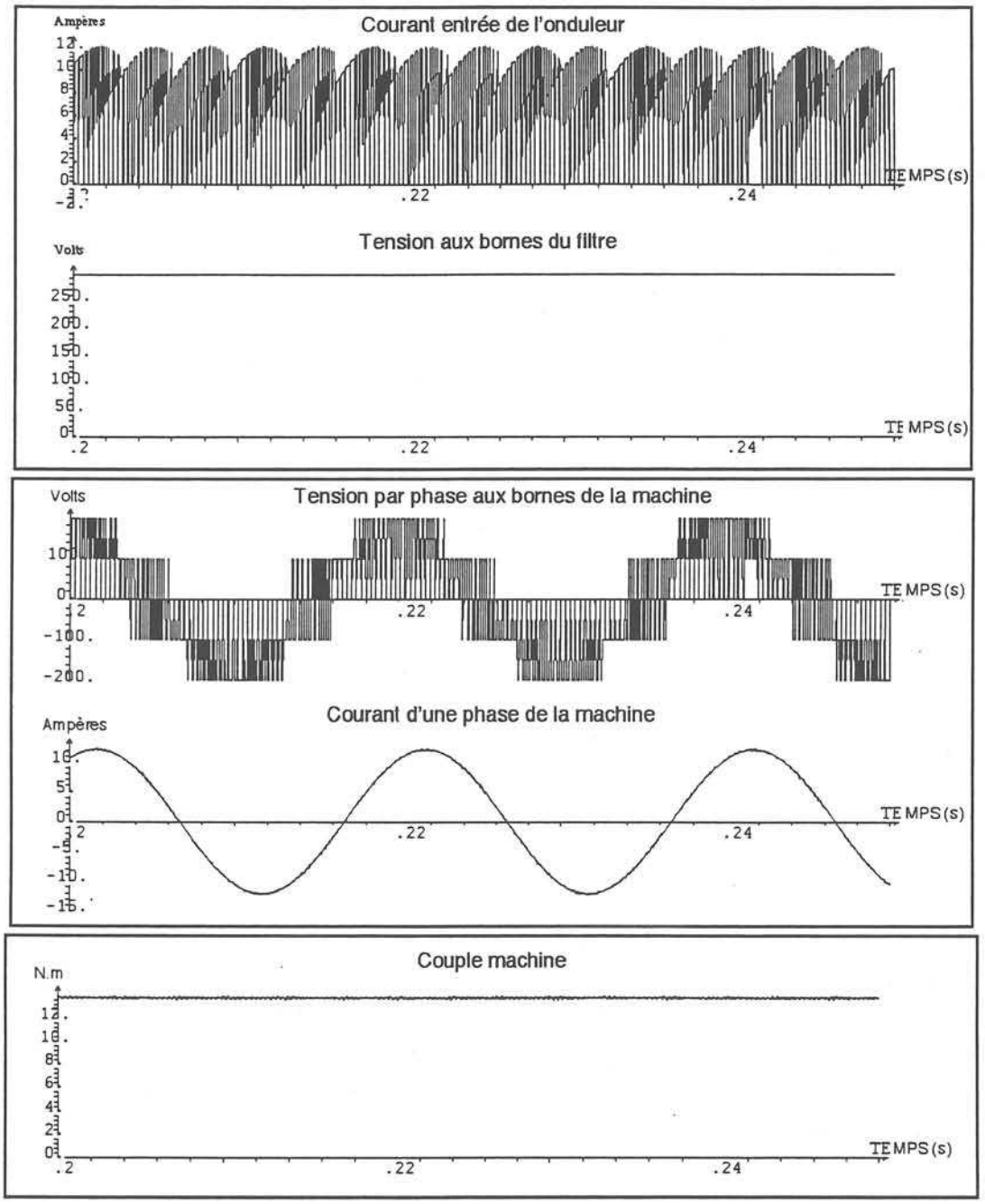


Figure 2-12 Résultats de simulation du système par MC2

3. CARACTERISATION DES PROBLEMES POSES PAR L'ANALYSE DE FOURIER

Après avoir examiné les contraintes et les principes d'une simulation optimale, faisons une étude semblable pour l'analyse harmonique des formes d'ondes obtenues, puisque notre objectif, dans ce chapitre, est de définir un outil d'analyse harmonique efficace.

Ici encore, des contraintes apparaissent, issues des calculs de simulation précédents, et de la méthode de calcul employée.

3.1. Les contraintes imposées par l'analyse de Fourier

L'hypothèse d'un fonctionnement en régime permanent (cf. chapitre 1 § 4-2) conduit à des grandeurs périodiques. Rappelons brièvement qu'en toute rigueur, l'analyse harmonique consiste donc à calculer leur décomposition en série de Fourier. Mais les grandeurs issues de la simulation ne sont connues que sous forme échantillonnée. On doit donc discrétiser la décomposition, et pour cela, la méthode la plus courante est la transformée de Fourier rapide ou FFT [MORRI], [MANNE].

La formule à calculer est donc la suivante :

g(t) étant la fonction à analyser de fréquence fondamentale f_0, connue sous la forme d'un vecteur à N éléments [g1 g2 ... gN], associé au vecteur temps [t1 t2 ... tN], le coefficient Gk de la série de Fourier cherchée s'exprime $G_k = \sum_{i=1}^{N} g_i e^{-j2\pi k f_0 t_i}$

Cette méthode impose certaines conditions :

- Les données doivent être échantillonnées à pas constant. Or on a vu précédemment que les impératifs de simulation imposent que le pas de calcul soit variable. Cette contradiction implique une adaptation de l'outil de simulation pour prélever à pas fixe les échantillons pour la FFT.
- Les fonctions étudiées étant périodiques le traitement doit porter sur un nombre entier de périodes avec des conditions initiales et finales des données égales en théorie.
- L'échantillonnage de la grandeur analysée induit une approximation sur les valeurs de la transformée de Fourier. Or l'évaluation de l'erreur commise est difficile si le signal analysé est de forme quelconque, en particulier s'il comporte des discontinuités à des instants qui ne coïncident pas avec l'échantillonnage comme c'est le cas ici ; les erreurs risquent alors d'être d'autant plus importantes (voir figure 2-13) et il n'existe pas de formule générale pour les évaluer [MORRI].

051 0979214

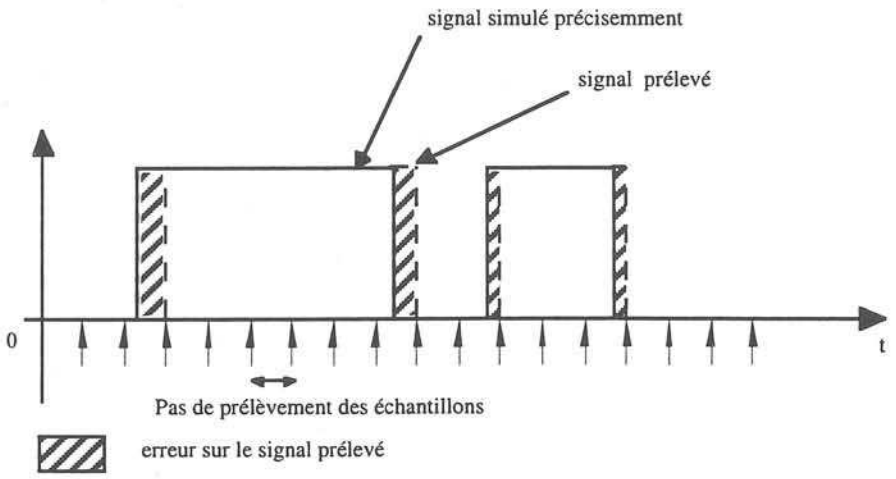


Figure 2-13 erreur due aux prélèvements des échantillons pour la FFT sur

3.2. Analyse par FFT appliquée à l'association onduleur-machine asynchrone

3.2.1. Choix d'un modèle simple pour mettre en évidence les limites de la méthode d'analyse

Pour faciliter l'évaluation des problèmes issus de l'analyse, les modèles choisis, représentés figure 2-14, sont volontairement simplifiés au maximum, tout en restant suffisants pour caractériser les comportements essentiels du système :

- L'alimentation est modélisée par une source de tension constante idéale
- La machine asynchrone est représentée par un modèle linéaire donné figure 2-15
- L'onduleur est parfait et le vecteur tension moyen correspond à des sinusoïdes à 50 Hz échantillonnées à la période de MLI (10 kHz)

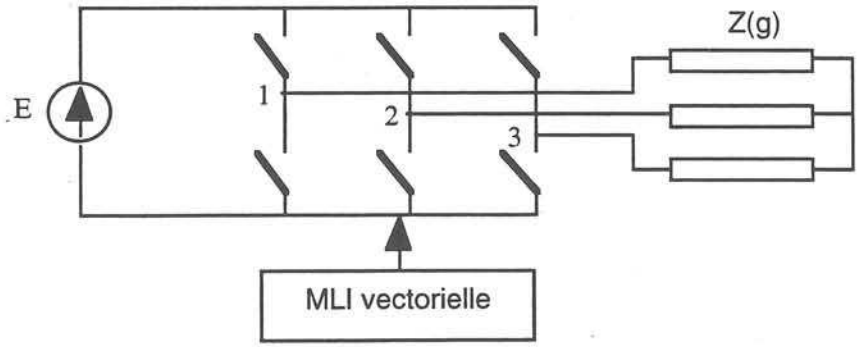
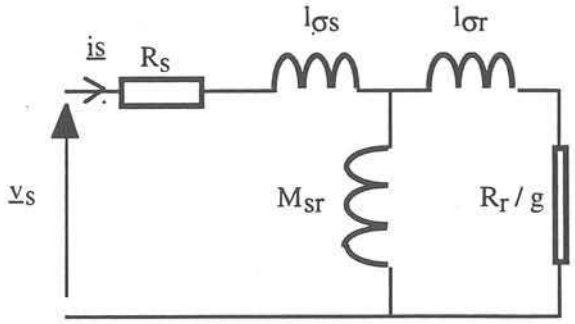


Figure 2-14 Modèle simplifié de l'ensemble onduleur-machine



Valeurs des paramètres :
Rs = 0,63 Ohms, Rr = 0,57 Ohms, Msr = 0,1 H, lσs = 0,0034 H, lσr = 0,0034 H

Figure 2-15 : Modèle par phase de la machine asynchrone

Avec ce modèle, les interactions entre machine et alimentation sont négligées, donc les formes d'ondes sont simples. En conséquence, une comparaison des résultats obtenus avec ceux d'une méthode analytique exacte est possible, ce qui permet d'évaluer l'erreur commise [GRO98].

L'outil utilisé est la transformée de Fourier rapide (FFT) du logiciel MATLAB. On s'intéresse aux tensions et courants de phase de la machine que l'on échantillonne à une fréquence suffisamment grande (200 kHz) par rapport au découpage de la MLI (10 kHz). Elle est 20 fois plus grande et respecte donc avec une bonne marge le théorème de Shannon. On retrouve la contradiction entre l'échantillonnage à pas constant et le pas variable de la simulation (sur les critères d'échelle de temps). Cela impose le calcul d'une série de points supplémentaires par le simulateur (MC2), ou une interpolation entre les points de simulation (SPICE). Il en résulte une augmentation notable de la durée de simulation dans le premier cas, une certaine perte de précision [RAF89] et une augmentation du temps total de traitement (moins importante que précédemment) dans le deuxième cas.

A partir des remarques faites au paragraphe précédent, on peut déjà observer que les problèmes d'analyse spectrale ne se posent pas de la même façon selon que la grandeur étudiée est continue ou discontinue. On va donc les examiner séparément.

3.2.2. Méthode d'obtention du spectre théorique

Afin de pouvoir comparer les résultats obtenus par la FFT, nous avons dû réaliser une analyse spectrale théorique des principales grandeurs du modèle : il s'agit de la tension par phase en sortie de l'onduleur (v_S) et du courant statorique de la machine (i_S).

Les tensions v_S ont une forme discontinue en créneaux. La source d'alimentation étant idéale d'après les hypothèses du modèle, les paliers de tension sont constants. Connaissant la durée de chaque configuration de l'onduleur, on peut donc facilement décomposer ces signaux en série de Fourier pour obtenir leur spectre théorique en programmant le calcul des coefficients a_n et b_n

associés. A partir du spectre de v_S et de l'impédance équivalente de la machine donnée par le modèle linéaire en fonction de la fréquence, se déduit la décomposition des courants i_S. On remarquera que la notion de glissement g n'a théoriquement pas de sens en MLI triphasée lorsque, comme c'est le cas, l'indice de modulation m n'est pas multiple de 3 (m = 200), car les harmoniques ne sont pas alors parfaitement équilibrés (voir annexe 2). Cependant, étant donnée la valeur élevée de la fréquence de découpage, ce phénomène est négligeable. On peut donc considérer que les harmoniques sont tous équilibrés et calculer le glissement qui leur est associé et qui s'approche très vite de la valeur 1.

3.2.3. Analyse des grandeurs discontinues

Les figures 2-16 et 2-17 montrent la comparaison des calculs théoriques avec l'analyse effectuée par FFT de la tension v_{S1}. La figure 2-16 présente les principales raies du spectre autour de la fréquence de MLI. nous constatons déjà des différences qui ne sont pas négligeables. Sur le spectre suivant sont représentées de la même manière les raies mineures situées entre la fréquence de MLI et son premier multiple. Tous ces harmoniques ont théoriquement de très faibles valeurs et sont rendus par la FFT à des niveaux d'amplitude beaucoup plus élevés.

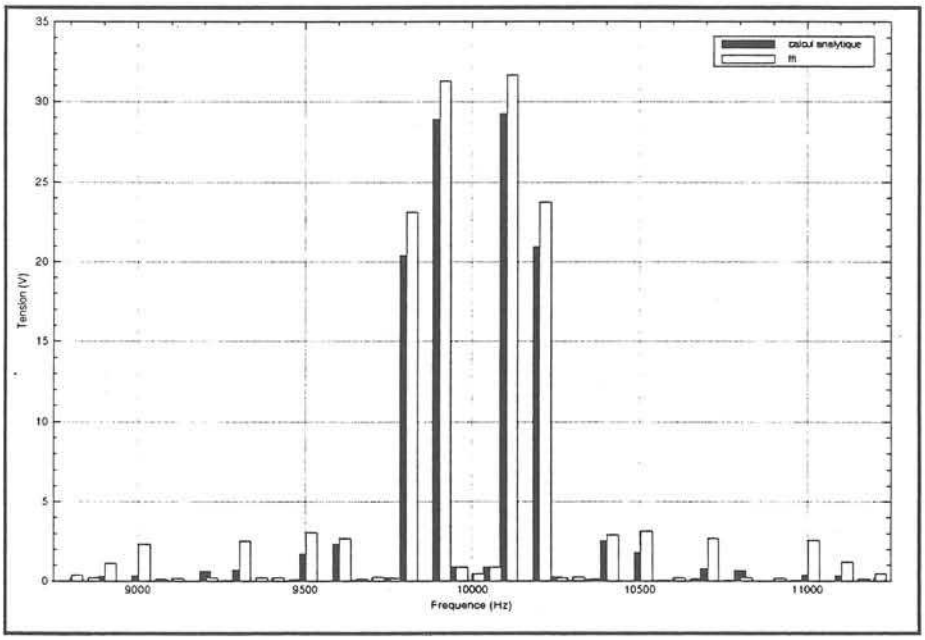


Figure 2-16 Comparaison entre FFT et spectre théorique, tension phase-neutre (rangs 175 à 225)

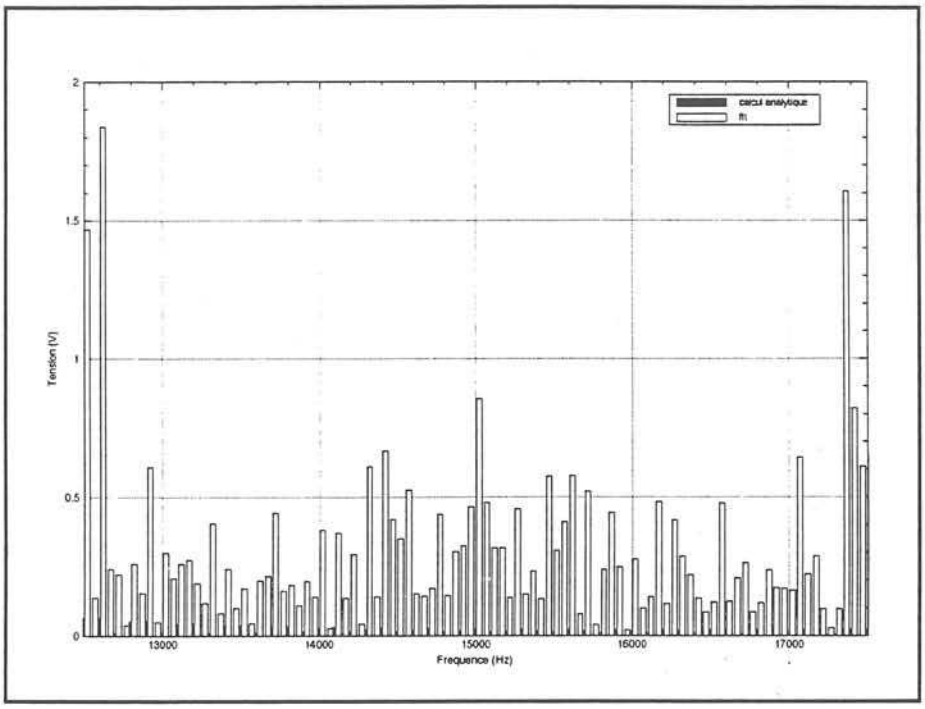


Figure 2-17 Comparaison entre FFT et spectre théorique, tension phase-neutre (rangs 250 à 350)

La cause principale des erreurs vient du fait que les instants d'échantillonnage ne peuvent pas être synchrones des instants de commutation déterminés par la commande. Si on reconstitue la tension après échantillonnage comme le montre la figure 2-18, on constate des décalages de chaque front vers l'instant d'échantillonnage le plus proche. Les instants de commutation se retrouvent quantifiés par la période d'échantillonnage. On peut atténuer cet effet en procédant par interpolations [RAF89], mais la seule solution simple au problème consiste à augmenter la fréquence d'échantillonnage pour limiter les écarts, ce qui alourdit les calculs de simulation et d'analyse.

La discrétisation du signal entre les instants de commutation est aussi source d'erreurs mais évidemment beaucoup plus faibles.

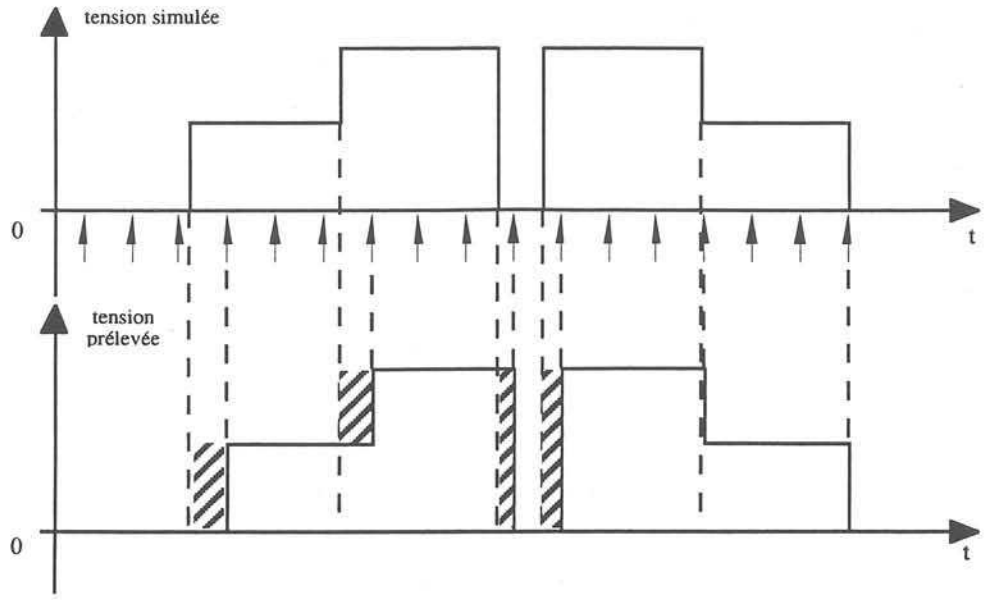


Figure 2-18 Effets de l'échantillonnage à pas constants sur la tension par phase de la machine

Pour montrer comment s'atténue l'erreur de quantification avec la fréquence d'échantillonnage, on visualise figure 2-19 l'évolution de la valeur d'un harmonique de tension particulier avec la fréquence d'échantillonnage. Dans tous les cas la tension échantillonnée est issue de la même simulation : la courbe tend effectivement vers une valeur limite qui est la valeur du spectre théorique du signal, mais la stabilisation n'intervient que pour des valeurs très élevées de la fréquence.

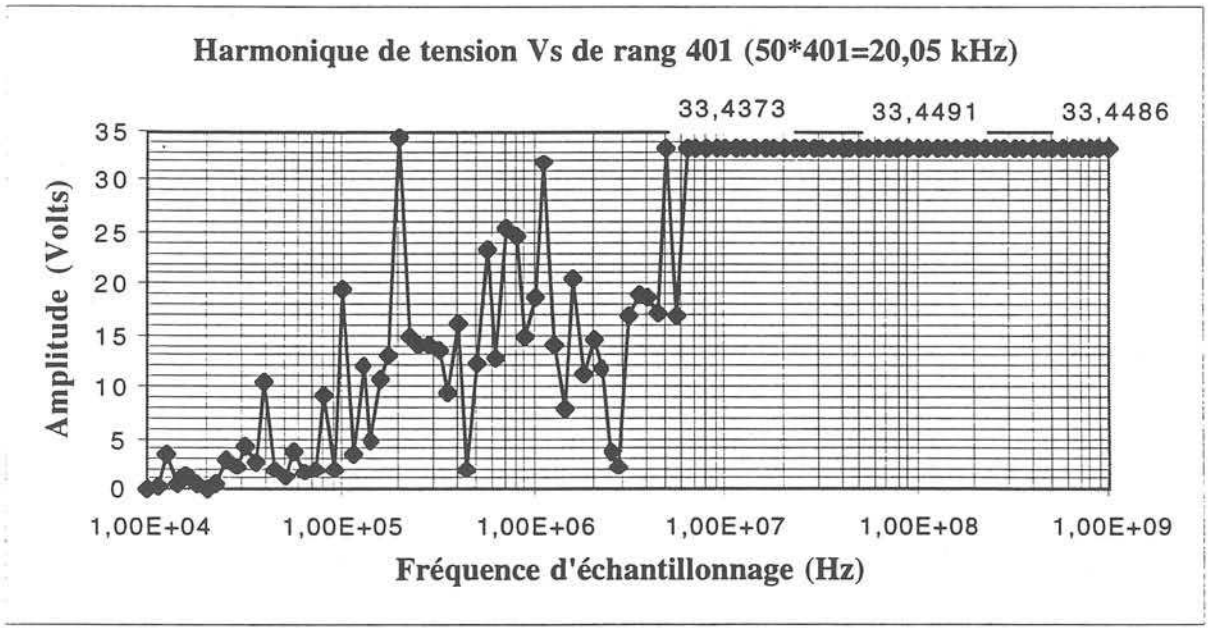


Figure 2-19 Evolution d'un harmonique calculé par FFT en fonction de la fréquence d'échantillonnage

3.2.3. Analyse des grandeurs continues (variables d'état)

De la même manière que précédemment, on procède à l'analyse des grandeurs continues du système étudié c'est à dire des variables d'état. Il s'agit du courant dans une phase de la machine. On compare ici le calcul par FFT avec le calcul exact obtenu à partir de la tension par phase et de l'impédance équivalente de la machine. Les résultats sont donnés sur les figures 2-20 et 2-21.

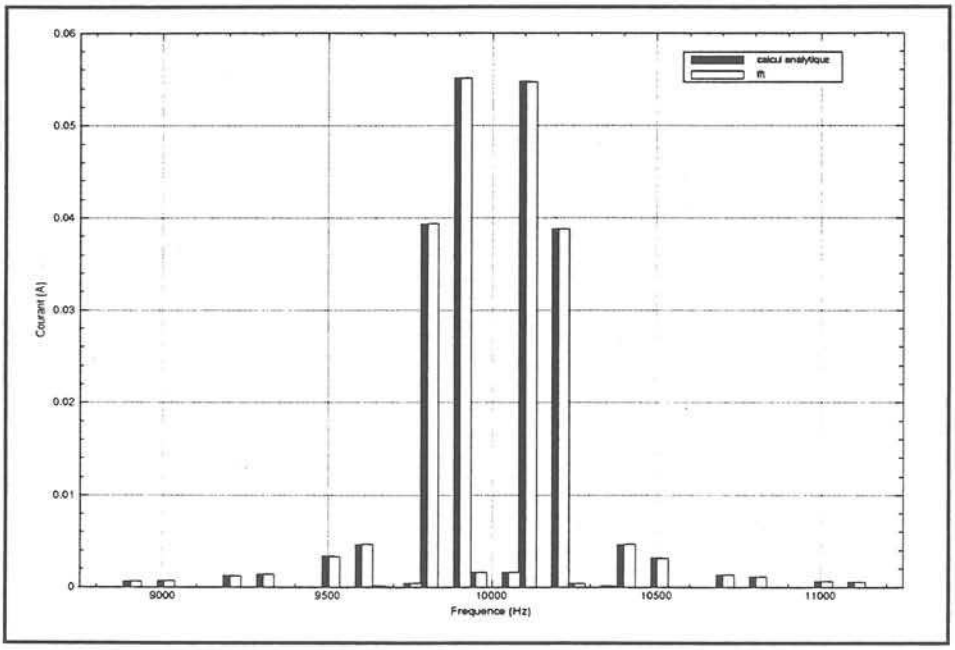


Figure 2-20 : Comparaison entre FFT et spectre théorique du courant de phase (rangs 175 à 225)

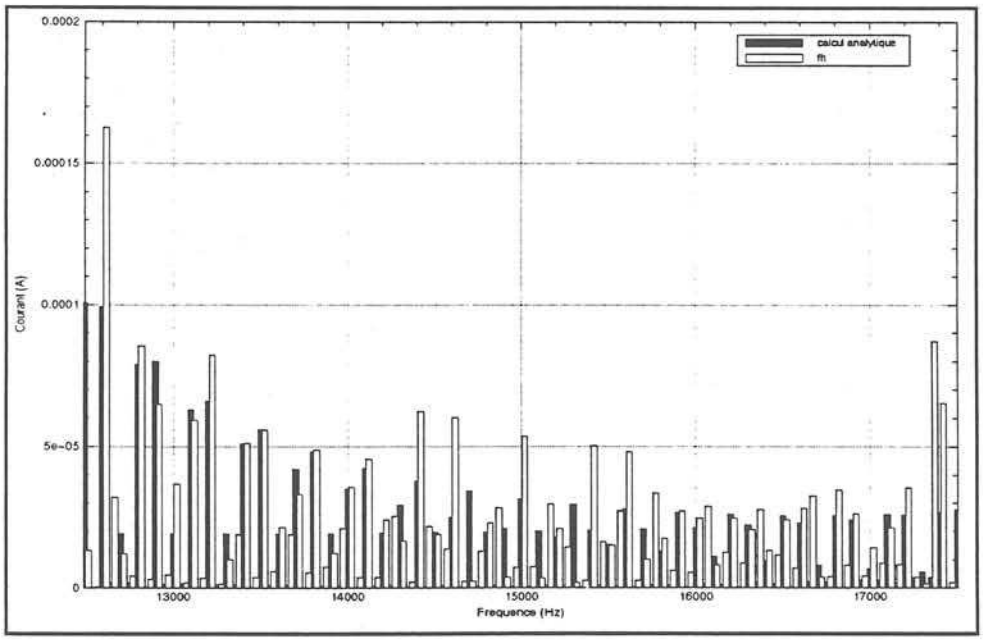


Figure 2-21 : Comparaison entre FFT et spectre théorique du courant de phase (rangs 40 à 110)

On a confirmation qu'en l'absence de discontinuités l'asynchronisme des commutations et de l'échantillonnage a des effets limités. De faibles écarts subsistent sur les harmoniques de petites valeurs. Les discontinuités se traduisent au niveau du courant par des ruptures de pente, donc des points anguleux qui à leur tour sont déplacés par l'échantillonnage (figure 2-22). Mais globalement l'enveloppe du courant reste la même. L'évolution d'un harmonique en fonction de la fréquence d'échantillonnage, figure 2-23, montre des variations moins fortes et une stabilisation plus rapide.

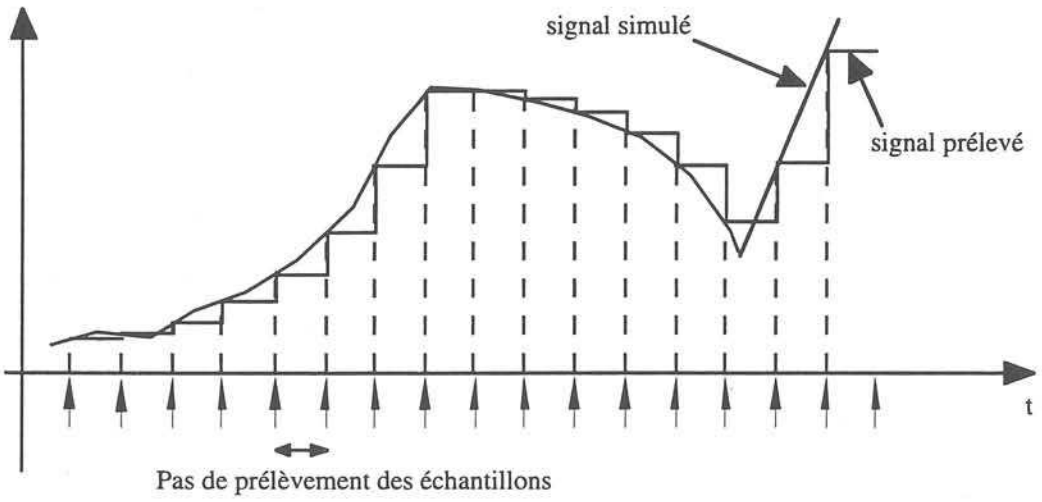


Figure 2-22 Effets de l'échantillonnage à pas constants sur le courant de phase de la machine

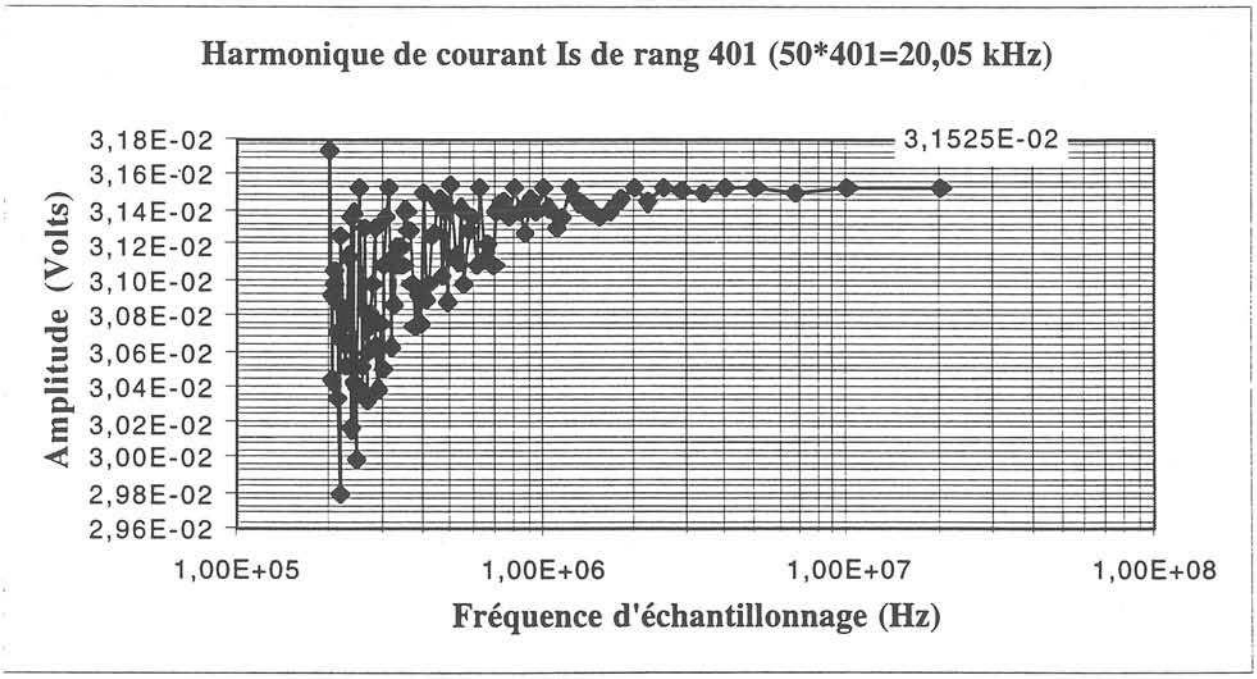


Figure 2-23 Evolution d'un harmonique calculé par FFT en fonction de la fréquence d'échantillonnage

3.2.4. Extension du problème à un modèle global du système

Dès lors que l'on considère un modèle plus précis de la source (existence d'un filtre au minimum) on introduit un couplage entre les formes d'ondes dans l'alimentation et la machine ; en particulier la tension n'est plus constante entre deux commutations. Le calcul analytique n'est alors plus possible.

Les conséquences sur la fiabilité des résultats d'analyse par FFT et sur le volume nécessaire de calculs sont :

- Si la déformation des grandeurs induit des variations hautes fréquences (ondulations), l'échantillonnage doit être d'autant plus fin.
- Dans le cas précédent le modèle simple permettait de vérifier que le "bruit" observé sur les spectres est de nature numérique ; mais avec un modèle global aucune méthode exacte ne permet de comparaison, et on a vu qu'aucun calcul simple ne permet d'évaluer l'erreur commise. Comment alors distinguer dans les spectres les perturbations naturelles dues aux imperfections prises en compte, du bruit de calcul de l'outil d'analyse ?

4. CONCLUSION

L'outil de simulation employé (ici MC2) respecte assez bien le cahier des charges énoncé, mais son association avec un outil d'analyse harmonique tel que la FFT pose des problèmes de compatibilité, en particulier relatifs au prélèvement régulier d'échantillons à partir d'une simulation à pas variable.

L'outil d'analyse harmonique (FFT) employé ici, ne respecte pas le cahier des charges correspondant et donne lieu à des problèmes d'incertitudes sur les résultats.

Dans une perspective générale, les résultats obtenus par un processus de calcul donné, doivent permettre de distinguer les perturbations dues aux méthodes ou aux outils utilisés, des phénomènes physiques à observer.

D'où la nécessité de rechercher des méthodes ou des associations de méthodes compatibles dont le bruit de calcul est suffisamment faible ou au moins distinct du résultat théorique, afin d'éviter tout doute sur la validité des calculs et toute erreur d'interprétation.

Cette contrainte est un préalable à la mesure des interactions qui se manifestent entre les éléments d'un système complexe, et la détermination du rôle respectif de chacun d'eux, qui impose une modélisation d'ensemble du système.

Cet objectif atteint, on pourra choisir le modèle global le plus simple et le plus efficace pour traduire le comportement du système vis-à-vis d'une certaine catégorie de perturbations en fonction du cahier des charges de l'application. Ce modèle servira de base à l'optimisation du système.

CHAPITRE 3

CHAPITRE 3

CHAPITRE 3

Méthode de calcul direct proposée utilisant la transformée de Laplace

1. INTRODUCTION

Le choix du processus de calcul doit être reconsidéré à partir des constatations établies au chapitre précédent. En résumé, l'association de la simulation et de la FFT ne donne pas une représentation assez précise des couplages internes du système à cause de l'asynchronisme des discrétisations pratiquées par chacune des deux méthodes et de la perte d'information induite par l'échantillonnage régulier de la FFT. Or, afin d'avoir une représentation claire des interactions, il nous est apparu indispensable de pouvoir calculer avec plus de précision les amplitudes des harmoniques du système lorsqu'à la fois l'amont et l'aval du convertisseur n'absorbent pas entièrement les harmoniques qu'ils reçoivent.

Ce chapitre présente une approche différente dans laquelle simulation et analyse harmoniques sont davantage complémentaires l'une de l'autre et qui s'affranchit du problème de l'échantillonnage en utilisant des solutions analytiques.

2. INTERET DE LA TRANSFORMATION DE LAPLACE POUR L'ETUDE

L'origine des problèmes posés par l'analyse harmonique dans un ensemble électromécanique, qui ont été mis en évidence au chapitre précédent, est la non-linéarité du système due aux commutations de l'onduleur. Elle impose la combinaison d'une résolution itérative d'équations linéaires avec un algorithme de détection des instants auxquels interviennent les discontinuités. Ce processus aboutit généralement à une discrétisation à pas variable. Puis, pour passer du domaine temporel au domaine fréquentiel, un échantillonnage régulier doit être superposé à la simulation avant le calcul des harmoniques. Ces deux discrétisations sont source d'erreurs pour le résultat final : une perte d'information due à la forme échantillonnée du signal, employée pour l'analyse harmonique, à laquelle peuvent s'ajouter les erreurs issues d'un calcul d'interpolations utilisé pour passer de la discrétisation à pas variable à la discrétisation régulière. Du point de vue de la méthode de calcul, dans le contexte d'un système continu par morceau, le défaut principal est la transition d'un domaine à l'autre. L'éviter revient à résoudre les équations du modèle directement dans le domaine fréquentiel Or, la transformation de Laplace est l'outil mathématique adaptée à ce type de calcul :

- Elle établit un lien direct entre analyse harmonique et modélisation (par transfert ou équations d'état) : le passage du plan de Laplace au domaine fréquentiel se fait en remplaçant p par jω dans les expressions calculées.

- La résolution des équations ou des systèmes se ramène à un calcul algébrique.

- Les discontinuités sont faciles à représenter par des fonctions échelons.

- La linéarité permet de décomposer une fonction complexe en une combinaison de fonctions simples.

Dans ces conditions, on peut envisager d'effectuer les calculs directement dans le domaine fréquentiel sans passer par le domaine temporel. La méthode présente cependant l'inconvénient d'imposer des modèles linéaires, et d'effectuer des calculs sous forme analytique, ce qui limite la complexité des modèles.

3. CALCUL DE SPECTRES DANS LE CAS D'UN MODELE SIMPLIFIE

Avec des modèles simplifiés du système, les calculs effectués au chapitre 2 (§ 3.2.) deviennent très simples et peuvent se limiter à des formules analytiques. Ces méthodes sont bien connues, mais on verra qu'en employant la transformation de Laplace comme outil de base, la formulation des calculs est plus condensée donc facile à programmer, et on obtient directement les spectres recherchés. Cette analyse est à la base de la méthode qui sera présentée ensuite.

3.1. Cas de la source d'alimentation parfaite

Si la tension délivrée par la source en entrée de l'onduleur est parfaitement constante, la tension de sortie prend la forme de créneaux. La connaissance des instants de commutation et des valeurs de la tension à ces instants suffit à définir entièrement le signal comme l'illustre la figure 3-1. Dans le cas d'une MLI calculée numériquement et plus particulièrement d'une MLI vectorielle, ces informations sont données par l'algorithme de commande et calculables d'avance sur la période du fondamental des tensions et courants T_0 (encore appelée période basse fréquence ou période fondamentale), sous l'hypothèse d'un fonctionnement en régime permanent.

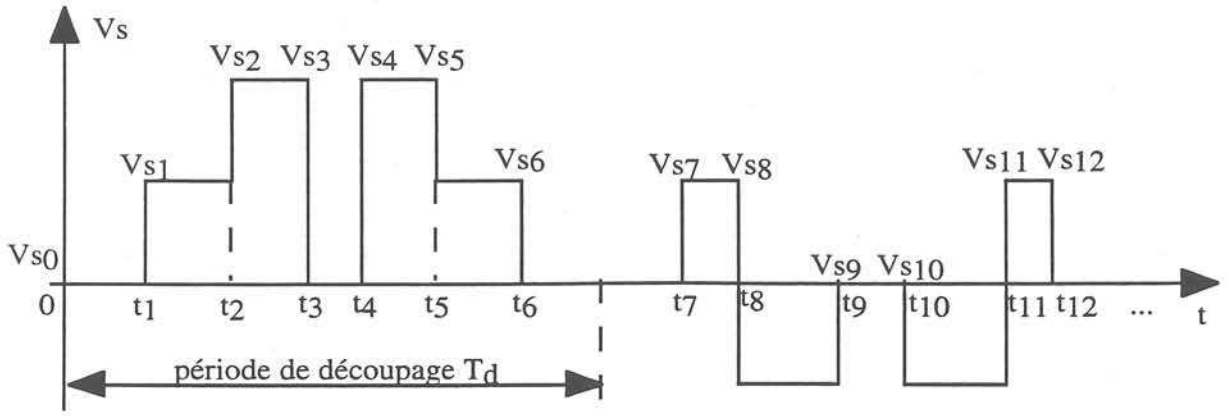


Figure 3-1 Suite des valeurs définissant un signal MLI sur deux périodes de découpage

Ce type de signal, constant par morceaux est facile à transcrire en variable de Laplace sous la forme d'une somme d'échelons retardés :

$$Vs(p) = \sum_{n=1}^{N} (Vs_n - Vs_{n-1}) \frac{e^{-t_n p}}{p} \quad \text{(superposition d'échelons)}$$

ou encore :

$$Vs(p) = \sum_{n=0}^{N-1} Vs_n \frac{e^{-(t_{n+1} - t_n)p} - 1}{p} \quad \text{(juxtaposition de créneaux)}$$

$Vs_T(p)$ est la transformée du signal pris sur la période T_0.

Les coefficients de la série de Fourier correspondante en découlent et s'écrivent au rang k :

$Cvs_k = f_0.Vs(j2\pi k f_0)$

$f_0=1/T_0$ étant la fréquence fondamentale (50 Hz).

Si on connaît le modèle de la machine asynchrone supposé linéaire en régime permanent sinusoïdal (figure 3-2), on connaît l'impédance équivalente $\underline{Z}$ associée à chaque harmonique de tension; on peut donc en déduire le spectre du courant par la formule $\underline{Vs} = \underline{Z}.\underline{Is}$. De la même façon on peut aussi calculer les harmoniques de flux ou de couple.

Comme au chapitre 2, on considère comme négligeables les déséquilibres des harmoniques de tension dus à la valeur de l'indice de modulation de la MLI (cf annexe).

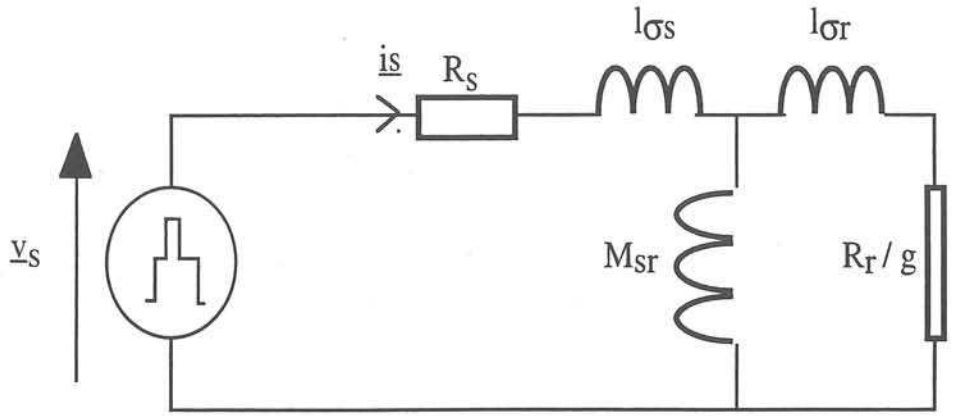


Figure 3-2 Circuit équivalent de la machine asynchrone alimentée par l'ensemble source-onduleur idéal

3.2. Cas de la machine parfaite

Pour une charge modélisée sous la forme idéale d'une source de courant triphasée sinusoïdale, le courant d'entrée i_e de l'onduleur est une sinusoïde redressée et découpée par un signal créneau comme on le voit sur la figure 3-3.

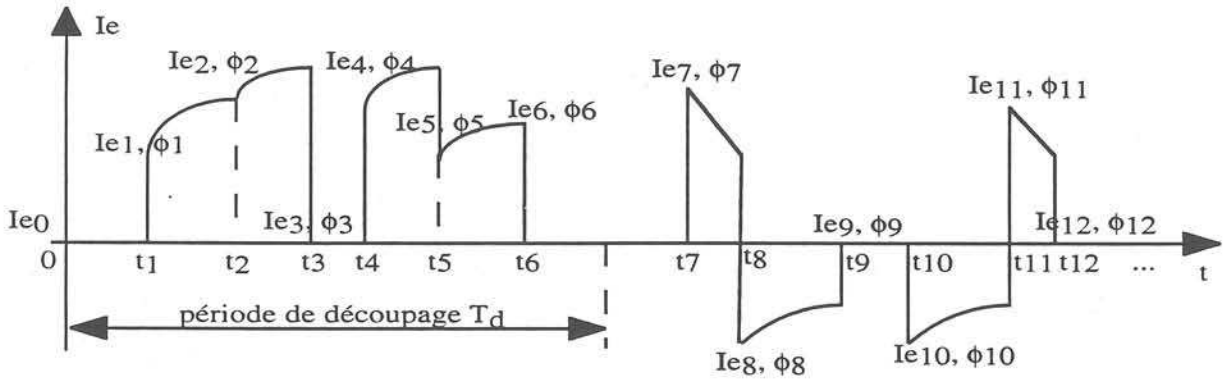


Figure 3-3 Suite des valeurs définissant le courant redressé en MLI

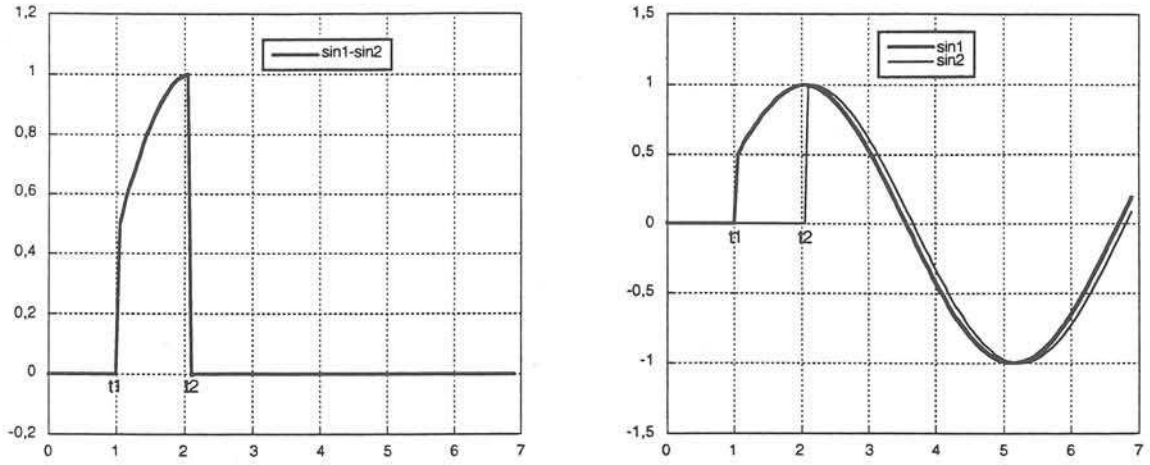


Figure 3-4 Principe de calcul de la transformée de Laplace du courant i_e

La transformée de Laplace de i_e en décomposant le signal en fonctions élémentaires comme l'illustre la figure 3-4. Chacun de ces créneau s'exprime comme la différence de deux fonctions sinus retardées : $\sin(\omega_0 t+\phi_1)$ et $\sin(\omega_0 t+\phi_2)$. Leur phase à l'origine est celle du courant machine commuté aux instants t_1 et t_2. Les transformées de sin1 et sin2 s'obtiennent en écrivant :

$$\sin(\omega_0 t+\phi_1) = \sin(\omega_0 t)\cos(\phi_1) + \cos(\omega_0 t)\sin(\phi_1)$$

$$\sin(\omega_0 t+\phi_2) = \sin(\omega_0 t)\cos(\phi_2) + \cos(\omega_0 t)\sin(\phi_2)$$

$$L\left[\sin(\omega_0 t)\right] = \frac{\omega_0}{p^2+\omega_0^2}$$

$$L\left[\cos(\omega_0 t)\right] = \frac{p}{p^2+\omega_0^2}$$

Par conséquent :

$$\text{sin1}(p) = \frac{(\omega_0.\cos(\varphi_1)+p.\sin(\varphi_1)).e^{-(t_1.p)}}{p^2+\omega_0^2}$$

$$\text{sin2}(p) = \frac{(\omega_0.\cos(\varphi_2)+p.\sin(\varphi_2)).e^{-(t_2.p)}}{p^2+\omega_0^2}$$

Par linéarité, la transformée de Laplace de i_e s'exprime donc sous la forme d'une somme de sinusoïdes retardées :

$$Ie(p) = \sum_{n=1}^{N} i_n.\frac{(\omega_0.\cos(\varphi_n)+p.\sin(\varphi_n)).e^{-(t_n.p)} - (\omega_0.\cos(\varphi_{n+1})+p.\sin(\varphi_{n+1})).e^{-(t_{n+1}.p)}}{p^2+\omega_0^2}$$

avec : $\omega_0 = 2\pi f_0$

d'où le coefficient de Fourier de rang k : $Cie_k = f_0.I_e(j2\pi k f_0)$

A partir des harmoniques du courant I_e et de l'impédance interne de la source associée à l'harmonique k (cf figure 3-2), $\underline{Z} = \frac{R+jLk\omega_0}{1-LC(k\omega_0)^2+jRCk\omega_0}$, il est facile de calculer le spectre de la tension Ve comme l'illustre la figure 3-5.

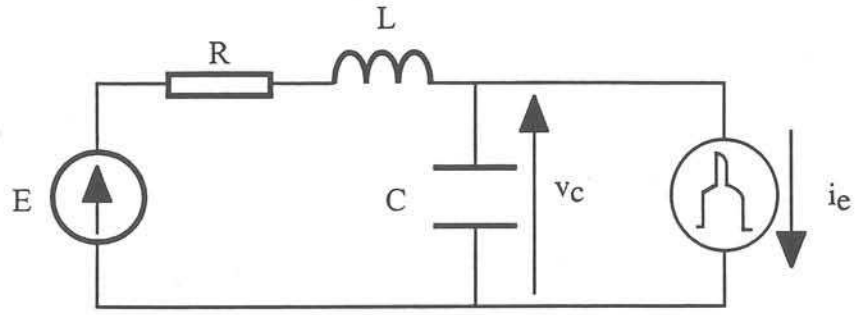


Figure 3-5 Circuit équivalent de l'alimentation associée à l'ensemble onduleur-machine idéal

3.3. Limitations du procédé

Dans le cas d'une modélisation simplifiée du système, il est donc possible d'obtenir des résultats exacts sans passer par une simulation et donc sans procéder à un échantillonnage des grandeurs calculées. Cette méthode permet d'accomplir sans difficulté les étapes 1 et 2 de la démarche énoncée au chapitre 1 (4.4), mais elle n'est plus applicable dès que les grandeurs d'état dont on analyse le découpage par l'onduleur n'ont plus de formes simples, ce qui est le cas lorsque l'on considère l'interaction amont-aval (cas n°3 de la démarche).

Seule la simulation permet de calculer l'évolution du système pris dans son ensemble mais nous ramène aux problèmes évoqués dans au chapitre 2.

L'idéal serait d'arriver à construire une méthode qui allie la précision du calcul analytique et la capacité de résolution de la simulation.

4. METHODE DE CALCUL ADAPTEE AU CAS D'UN MODELE GLOBAL

4.1. Rappel du problème et principes de base

Dans l'approche basée sur la simulation on est amené à écrire puis à résoudre successivement les systèmes d'équations d'état correspondant aux différentes configurations du circuit imposées par l'état du convertisseur statique. On a fait l'hypothèse que les interrupteurs sont parfaits donc que la transition d'une configuration à la suivante est instantanée.

Dans la méthode proposée, on retrouve les mises en équations initiales du système. La résolution temporelle est remplacée par une résolution fréquentielle qui conduit directement à l'obtention des spectres désirés. Pour ce faire on exprime les équations d'état sous forme algébrique en utilisant l'opérateur de Laplace, et on résout des systèmes d'équations algébriques paramétrés en "p", chacun étant associé à une configuration du circuit. Leurs solutions sont les transformées de Laplace des fonctions représentant l'évolution des variables d'état à partir de conditions initiales données. On

restreint ensuite leur domaine d'utilisation à l'aide de fonctions rectangulaires dont le choix sera discuté.

La solution globale est la somme des solutions élémentaires correspondant à l'ensemble des configurations rencontrées sur une période du fondamental électrique T_0.

Ainsi, il est possible de calculer le spectre de n'importe quelle variable d'état du système électrique, quelle que soit la modélisation linéaire choisie pour la source et la charge, en évitant l'échantillonnage temporel des grandeurs calculées puisque tous les calculs ont lieu directement dans le domaine fréquentiel. Par ailleurs, les fonctions analysées étant périodiques de période connue, leurs spectres sont discrets. Quelques problèmes pratiques restent cependant à résoudre, nous allons le voir en appliquant ces principes à l'ensemble source-onduleur-machine considéré [GRO97].

4.2. Combinaison des outils de calcul

Pour effectuer ces calculs, plusieurs outils sont associés :

- la résolution des systèmes algébriques d'équations est facilement calculable par un outil de calcul formel (Macsyma, Mathematica): pour un modèle donné, on obtient des formules générales dont la syntaxe est adaptable à des logiciels de calcul numérique.
- un outil de simulation numérique est nécessaire pour le calcul des conditions initiales.
- enfin, le calcul numérique du spectre est effectué par un outil de calcul matriciel à partir des formules et des conditions initiales (Matlab, Matrix$_X$).

4.3. Algorithme de calcul direct appliqué au cas étudié

4.3.1. Etape 1 : mise en équations

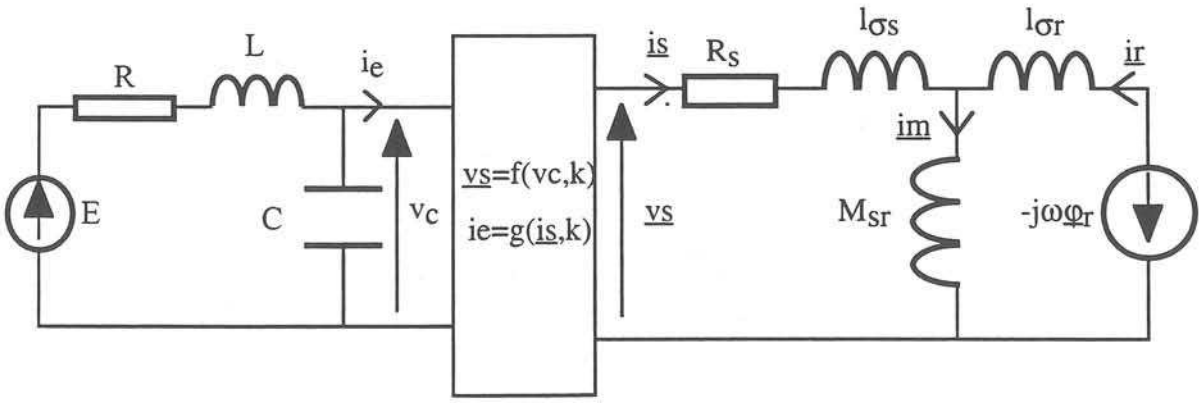


Figure 3-6 Circuit équivalent global

D'après la modélisation choisie (figure 3-6), le système est d'ordre 6.

Les variables d'état sont :

- le courant dans l'inductance du filtre i_l
- la tension aux bornes de la capacité v_c
- le courant stator direct i_{sd}
- le courant stator en quadrature i_{sq}
- le courant rotor direct i_{rd}
- le courant rotor en quadrature i_{rq}

La vitesse de rotation électrique ω de la machine est supposée constante.

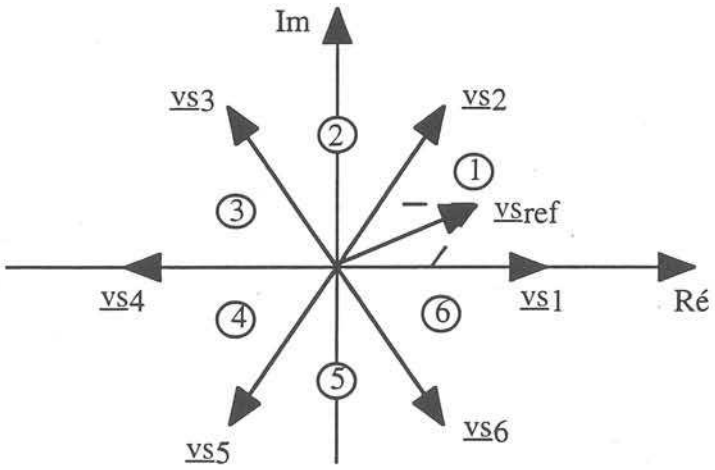


Figure 3-7 Représentation vectorielle des configurations de l'onduleur

Le convertisseur possède huit configurations comme le montre la figure 3-7. Pour deux d'entre elles, il y a application d'un vecteur tension nul; il leur correspond un seul jeu d'équations différentielles. Pour les six autres il y a application d'un vecteur non nul d'amplitude égale à $2v_c/3$ et formant un angle $k\pi/3$ par rapport à l'axe d. Les six systèmes d'équations différentielles correspondants peuvent se ramener à un seul, paramétré par k.

On obtient alors les systèmes d'équations différentielles linéaires suivants :

- cas d'un vecteur de commande non nul

équations de la machine

$$\begin{cases} R_s\, i_{sd} + L_s \dfrac{di_{sd}}{dt} + M_{sr} \dfrac{di_{rd}}{dt} = \dfrac{2}{3} v_c \cos\left(k \dfrac{\pi}{3}\right) \\ R_s\, i_{sq} + L_s \dfrac{di_{sq}}{dt} + M_{sr} \dfrac{di_{rq}}{dt} = \dfrac{2}{3} v_c \sin\left(k \dfrac{\pi}{3}\right) \\ R_r\, i_{rd} + L_r \dfrac{di_{rd}}{dt} + L_r \omega i_{rq} + M_{sr} \dfrac{di_{sd}}{dt} + M_{sr}\, \omega\, i_{sq} = 0 \\ R_r\, i_{rq} + L_r \dfrac{di_{rq}}{dt} - L_r \omega i_{rd} + M_{sr} \dfrac{di_{sq}}{dt} - M_{sr}\, \omega\, i_{sd} = 0 \end{cases}$$

avec : $L_S = l_{\sigma S} + M_{Sr}$

$L_r = l_{\sigma r} + M_{Sr}$

équations de l'alimentation

$$\begin{cases} L \dfrac{di_L}{dt} + R i_L + v_c = E \\ - C \dfrac{dv_c}{dt} + i_L = i_{sd} \cos\left(k \dfrac{\pi}{3}\right) + i_{sq} \sin\left(k \dfrac{\pi}{3}\right) \end{cases}$$

- cas d'un vecteur de commande nul

équations de la machine

$$\begin{cases} R_s i_{sd} + L_s \dfrac{di_{sd}}{dt} + M_{sr} \dfrac{di_{rd}}{dt} = 0 \\ R_s i_{sq} + L_s \dfrac{di_{sq}}{dt} + M_{sr} \dfrac{di_{rq}}{dt} = 0 \\ R_r i_{rd} + L_r \dfrac{di_{rd}}{dt} + L_r \omega i_{rq} + M_{sr} \dfrac{di_{sd}}{dt} + M_{sr} \omega i_{sq} = 0 \\ R_r i_{rq} + L_r \dfrac{di_{rq}}{dt} - L_r \omega i_{rd} + M_{sr} \dfrac{di_{sq}}{dt} - M_{sr} \omega i_{sd} = 0 \end{cases}$$

équations de l'alimentation

$$\begin{cases} L\dfrac{di_L}{dt} + Ri_L + v_c = E \\ -C\dfrac{dv_c}{dt} + i_L = 0 \end{cases}$$

4.3.2. Etape 2 : passage en variables de Laplace

Par transformation de Laplace on obtient les systèmes d'équations algébriques suivants :

- cas d' un vecteur de commande non nul

$$\begin{cases} (L_s p + R_s)I_{sd} + M_{sr}pI_{rd} = \frac{2}{3}V_c\cos(k\frac{\pi}{3}) + L_s i_{sd0} + M_{sr}i_{rd0} \\ (L_s p + R_s)I_{sq} + M_{sr}pI_{rq} = \frac{2}{3}V_c\sin(k\frac{\pi}{3}) + L_s i_{sq0} + M_{sr}i_{rq0} \\ (L_r p + R_r)I_{rd} + L_r\omega I_{rq} + M_{sr}pI_{sd} + M_{sr}\omega I_{sq} = L_r i_{rd0} + M_{sr}i_{sd0} \\ (L_r p + R_r)I_{rq} + L_r\omega I_{rd} + M_{sr}pI_{sq} + M_{sr}\omega I_{sd} = L_r i_{rq0} + M_{sr}i_{sq0} \\ (Lp + R)I_l + V_c = \dfrac{E}{p} + Li_{l0} \\ -I_l + CpV_c + I_{sd}\cos(k\frac{\pi}{3}) + I_{sq}\sin(k\frac{\pi}{3}) = Cv_{c0} \end{cases}$$

- cas d' un vecteur de commande nul

$$\begin{cases} (L_s p + R_s)I_{sd} + M_{sr}pI_{rd} = L_s i_{sd0} + M_{sr}i_{rd0} \\ (L_s p + R_s)I_{sq} + M_{sr}pI_{rq} = L_s i_{sq0} + M_{sr}i_{rq0} \\ (L_r p + R_r)I_{rd} + L_r\omega I_{rq} + M_{sr}pI_{sd} + M_{sr}\omega I_{sq} = L_r i_{rd0} + M_{sr}i_{sd0} \\ (L_r p + R_r)I_{rq} + L_r\omega I_{rd} + M_{sr}pI_{sq} + M_{sr}\omega I_{sd} = L_r i_{rq0} + M_{sr}i_{sq0} \\ (Lp + R)I_l + V_c = \dfrac{E}{p} + Li_{l0} \\ -I_l + CpV_c = Cv_{c0} \end{cases}$$

i_{l0}, v_{c0}, i_{sd0}, i_{sq0}, i_{rd0}, i_{rq0}, sont les conditions initiales des variables d'état au début de la configuration considérée.

Rappelons que la résolution est automatisée par un logiciel de calcul formel. Elle aboutit à des formules générales décrivant $I_l(p)$, $V_c(p)$, $I_{sd}(p)$, $I_{sq}(p)$, $I_{rd}(p)$, $I_{rq}(p)$, en fonction des conditions initiales, des paramètres du modèle et de l'état du convertisseur, que l'on peut exploiter ensuite dans un algorithme de calcul numérique. Ce sont des fractions rationnelles en p dont le dénominateur est le polynôme caractéristique du système, ici de degré 6, multiplié par p, (dénominateur de la consigne d'entrée E/p).

4.3.3. Etape 3 : calcul des conditions initiales

Les formules calculées à l'étape 2 dépendent entre autres des conditions initiales qui doivent être calculées pour chaque début de configuration, c'est à dire que l'on doit calculer les valeurs du vecteur d'état à chaque instant de commutation. Pour cela on a recours à un logiciel de simulation utilisant le modèle de l'étape 1. On constitue ainsi un fichier de conditions initiales qui servira dans les calculs numériques de l'étape suivante.

4.3.4. Etape 4 : restriction du support de la fonction par convolution

De manière générale les fonctions X(p) que l'on a calculées (étape 2), représentent chacune la transformée de Laplace de la fonction x(t) qui traduit l'évolution temporelle de la variable d'état x à partir de l'instant origine représenté par le début de la configuration considérée. x(t) ne représente l'évolution réelle de la variable d'état que sur la durée de validité de cette configuration. On va donc calculer la transformée de Laplace de la restriction de x(t) à l'intervalle de temps τ correspondant.

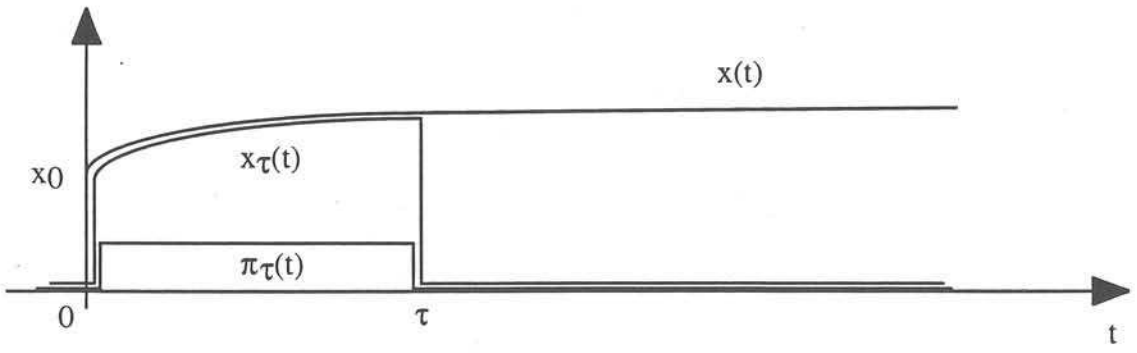


Figure 3-8 Représentation dans le temps des fonctions x, π_τ et x

On définit la fonction x_τ telle que :

$x_\tau(t) = x(t)$ si $0<t<\tau$

$x_\tau(t) = 0$ si $t>\tau$

Cette fonction s'obtient en multipliant x(t) par un créneau unitaire de largeur τ :

$x_\tau(t) = x(t).\pi_\tau(t)$

La figure 3-8 illustre cette transformation.

x_τ n'est pas calculable analytiquement dans le temps, mais on peut calculer directement sa transformée en fonction de p à partir de X(p). Dans le domaine de Laplace l'égalité précédente devient [WEISL] :

$$X_\tau(p) = X(p) * \pi_\tau(p) = X(p) * \frac{1-e^{-\tau p}}{p}$$

Ce produit de convolution peut se calculer par le théorème des résidus, X(p) étant une fraction rationnelle en p :

$$X_\tau(p) = \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} X(s)\Pi_\tau(p-s)ds = \Sigma \text{ (résidus des pôles de } X(s)\Pi_\tau(p-s))$$

Cela revient à calculer les coefficients de la décomposition en éléments simples de la fo. constante.

En pratique, on ne peut plus utiliser l'outil de calcul formel pour effectuer cette opération car le calcul formel des pôles n'est généralement pas possible pour un dénominateur de degré supérieur à 4. Or le dénominateur de X(p) est ici de degré 7. En conséquence, on doit revenir au calcul numérique, qui ne pourra donner que des valeurs ponctuelles de X_τ. Cependant, dans la mesure où les fonctions à analyser sont périodiques, elles ont un spectre de raies, donc de forme échantillonnée. Il est inutile dans ces conditions, de chercher à calculer $X_\tau(p)$ analytiquement. Il suffit de calculer les valeurs $X_\tau(j\omega)$ pour les fréquences fondamentales et multiples correspondant au signal. Pour cela on utilise un logiciel tel que $Matrix_X$ ou Matlab, bien adapté au calcul de résidus.

4.3.5. Etape 5 : calcul du spectre

Le calcul de $X_\tau(p)$, réitéré pour toutes les configurations contenues dans la période basse fréquence donne un ensemble de fonctions $\{ X_{\tau 0}(p), X_{\tau 1}(p), \ldots, X_{\tau i}(p), \ldots, X_{\tau(N-1)}(p)\}$.

Les fonctions $X_{\tau i}$ sont calculées à partir d'une origine des temps chaque fois différente. On prend comme origine commune l'instant de début de la période basse fréquence et on définit les fonctions X_i telles que $X_i(p) = X_{\tau i}(p).e^{-t_i p}$ avec $t_i + \tau_i = t_{i+1}$ $(0<i<N-1)$.

En vertu de la linéarité de la transformée de Laplace, la somme des fonctions X_i, $X_T(p) = \sum_{i=0}^{N-1} X_i(p)$ est la transformée de Laplace de la variable d'état du système sur la période basse fréquence. La sommation effectuée revient dans le domaine temporel à une juxtaposition de fonctions à l'allure de créneaux qui reconstituent x sur une période. La figure 3-9 visualise l'effet de la sommation dans le domaine temporel.

Le développement en série de Fourier s'écrit :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} Cx_k.e^{-jk\omega_0 t}$$

$$Cx_k = f_0.X_T(jk\omega_0)$$

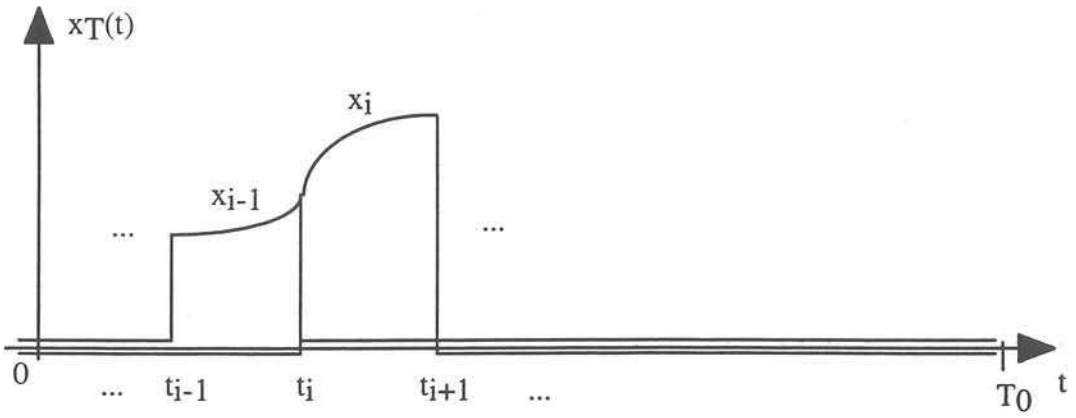


Figure 3-9 Reconstitution d'une période x_T de x par sommation des éléments x_i

4.4. Variante de la méthode

4.4.1. Calcul par créneaux

Dans l'algorithme présenté, pour chaque séquence de fonctionnement on a calculé le régime libre et le régime forcé connaissant la valeur initiale du vecteur d'état, l'entrée et la configuration du système. Toutes les fonctions obtenues sont juxtaposées comme le montre la figure 3-9, puisque leurs supports sont jointifs. Ce procédé impose la connaissance des valeurs initiales du vecteur d'état pour chaque début de séquence.

4.4.2. Calcul par échelons

Pour résoudre une équation différentielle sur une séquence donnée, il est équivalent :

- soit de calculer le régime libre et le régime forcé connaissant la valeur initiale du vecteur d'état et l'entrée du système pour cette configuration, comme on l'a fait précédemment,
- soit de calculer le régime forcé (c'est à dire en partant de conditions initiales nulles), en réponse à une entrée égale à la différence entre l'entrée présente, et l'entrée de la configuration précédente, et d'ajouter la réponse obtenue à la somme des réponses des configurations précédentes.

Dans le deuxième cas, on retient de la solution la partie comprise entre le début de la configuration et la fin de la période basse fréquence, et on superpose les réponses à des échelons successifs (figure 3-10). La consigne à appliquer pour chaque itération est maintenant la variation de la grandeur d'entrée par rapport à la séquence précédente, mais il n'est plus nécessaire de calculer les conditions initiales de chaque séquence. On doit cependant connaître les conditions initiales du début de la période T_0, valeurs que l'on doit retrouver comme conditions finales de la même période, preuve que la fonction est bien périodique.

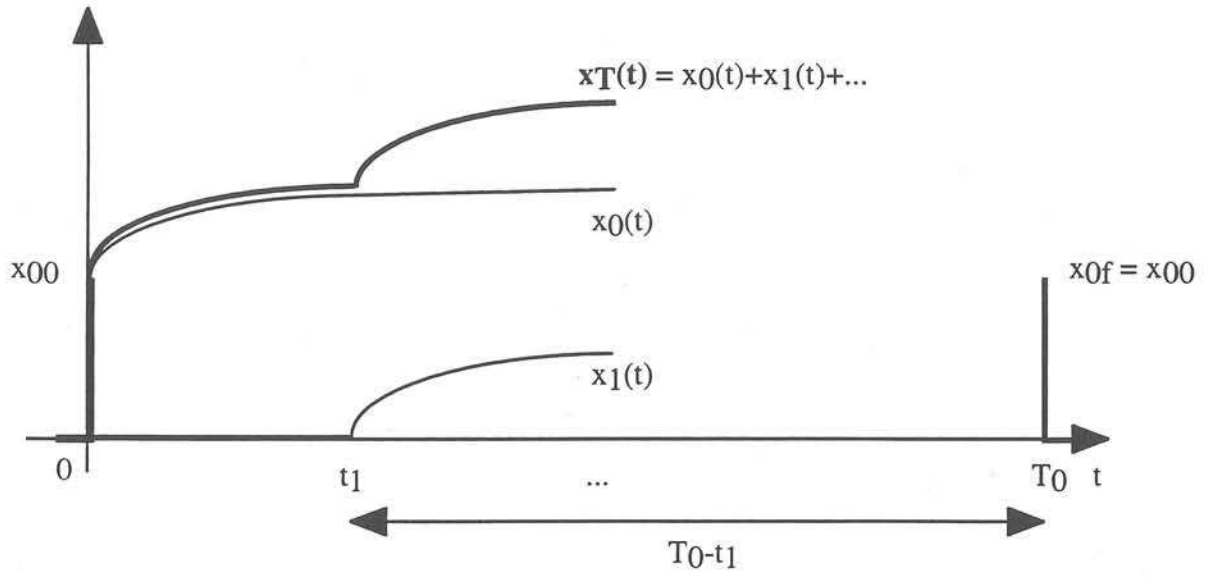


Figure 3-10 Reconstitution de x_T par superposition de réponses à des échelons

A présent, le domaine de validité des fonctions $x_i(t)$ est l'intervalle $[t_i, T_0]$, il faut donc pour chaque commutation, annuler la fonction x(t) au-delà de l'instant $t = T_0$, c'est-à-dire dans le domaine de Laplace, effectuer un produit de convolution de X(p) par une fenêtre de largeur (T_0-t_i).

4.5 Réalisation de l'outil

En pratique, à partir de la démarche présentée précédemment, pour chaque application, un outil de calcul de la série de Fourier des signaux considérés doit être élaboré. Ceci se fait en trois étapes :

- la mise en oeuvre des équations de base pour la transformée de Fourier : ce sont les transformées de Laplace des équations du modèle.
- l'implantation dans Matrixx de l'algorithme de calcul.
- l'initialisation sur Matrixx pour une simulation temporelle de l'application

4.5.1. Mise en oeuvre des équations de Laplace

Du fait que l'application que l'on considère contienne un convertisseur statique dont on idéalise les semiconducteurs (circuit ouvert / circuit fermé), son modèle temporel est continu par morceaux. Pour chaque configuration du convertisseur, il est formé d'un système d'équations d'état dont l'ordre varie en fonction de la topologie du convertisseur. Dans le cadre de la MLI vectorielle, on distingue 8 configurations :

- 2 correspondent au vecteur nul, donc sont représentables par le même système d'équations

- 6 correspondent aux vecteurs non nuls, que l'on peut aussi modéliser par un même système d'équations paramètrée en k (entier représentant la phase du vecteur MLI : $k*\pi/3$) comme cela a été évoqué au § 4.3.1.

Pour chaque système d'équations d'état en Laplace, on fait une résolution de système linéaire afin d'extraire les expressions de Laplace propre à chaque grandeur d'état. Puis on programme ces fonctions en Fortran en vue d'une utilisation numérique par Matrixx (ou Matlab). Nous avons réalisé ceci avec l'outil de calcul formel Macsyma [MAC93].

4.5.2. Préparation du calcul des transformées de Fourier par Matrixx

Pour la programmation de ces calculs, nous avons utilisé Matrixx.

Une fois les équations de Laplace programmées, Il faut définir les transformées de Fourier élémentaires de chaque vecteur MLI. Comme cela a été évoqué au § 4.3.4., ceci se fait en programmant le produit de convolution numérique des transformées de Laplace avec un créneau représentant la durée d'application de chaque vecteur (configuration) et en affectant numériquement p à $j\omega$ dans ces expressions de Laplace.

Ensuite, il faut définir la séquence des calculs (somme de produits de convolution) qui représente l'enchaînement des configurations du convertisseur sur une période basse fréquence de la commande MLI (cf. § 4.3.5.). Nous avons fait ceci avec un algorithme constitué de deux boucles imbriquées :

- une pour chaque période MLI (il y a 7 configurations donc on somme 7 produits de convolution)
- une caractérisant l'enchaînement des séquences MLI dans la période basse fréquence

Finalement, on obtient une somme du type : $\sum_{i=1}^{7m} \left(TF(x_i) * TF(\pi_{\tau_i}) \right) e^{-t_i p}$ avec $t_{i+1} = t_i + \tau_i$

paramètrée par ti les instants de début de chaque configuration et k.

Cependant, il ne faut pas oublier l'affectation des conditions initiales de chaque configuration, par des résultats issus de simulation. Les deux possibilités évoquées précédemment (§ 4.4.1. et § 4.4.2.) ont été programmées.

4.5.3. Utilisation de l'application Matrixx du calcul de la Transformée de Fourier

L'affectation des conditions initiales se fait à partir d'une simulation MC2. Le calcul se fait donc suivant le schéma suivant (figure 3-11) :

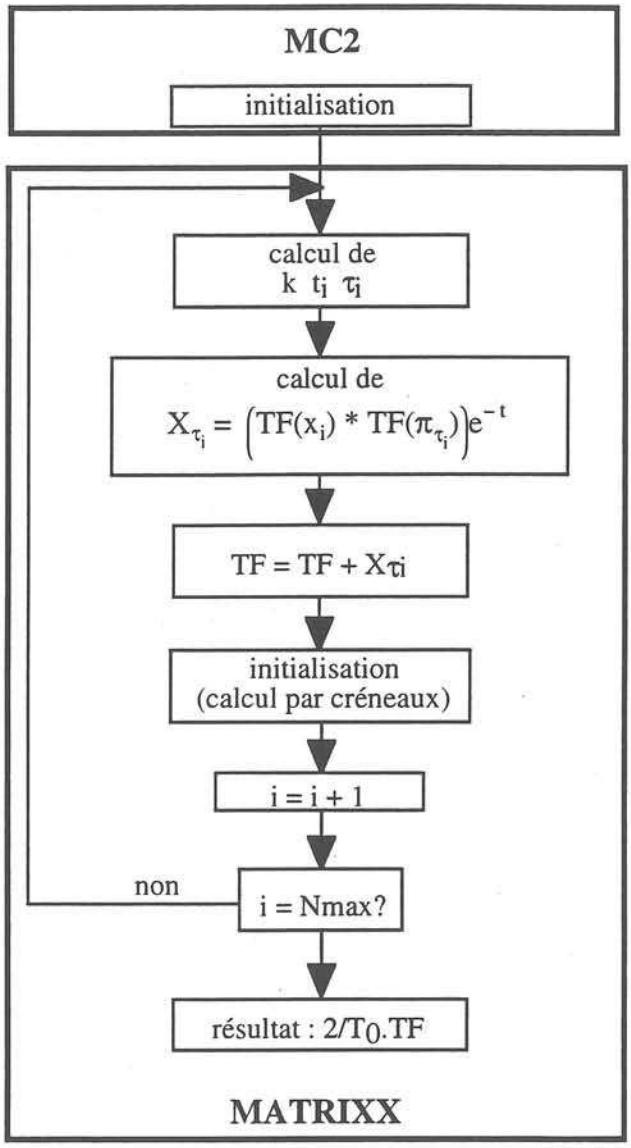


Figure 3-11 Procédure de calcul des transformées de Fourier

L'exploitation des spectres obtenus se fait sur Matrixx.

5. DISCUSSION CRITIQUE DE LA METHODE

5.1. Validation de l'algorithme de calcul

La méthode qui vient d'être exposée, (que nous appellerons dans toute la suite de manière abrégée, "méthode de Laplace"), a d'abord été testée sur l'analyse de la tension par phase en sortie de l'onduleur dans le cas du modèle simplifié d'une source de tension constante et comparé au calcul analytique du spectre par décomposition en série de Fourier de la tension de MLI. Le résultat de cette comparaison

est donné sur les figures 3-12 et prouve la correspondance parfaite des résultats obtenus par les deux méthodes même sur les raies mineures, d'amplitudes les plus faibles.

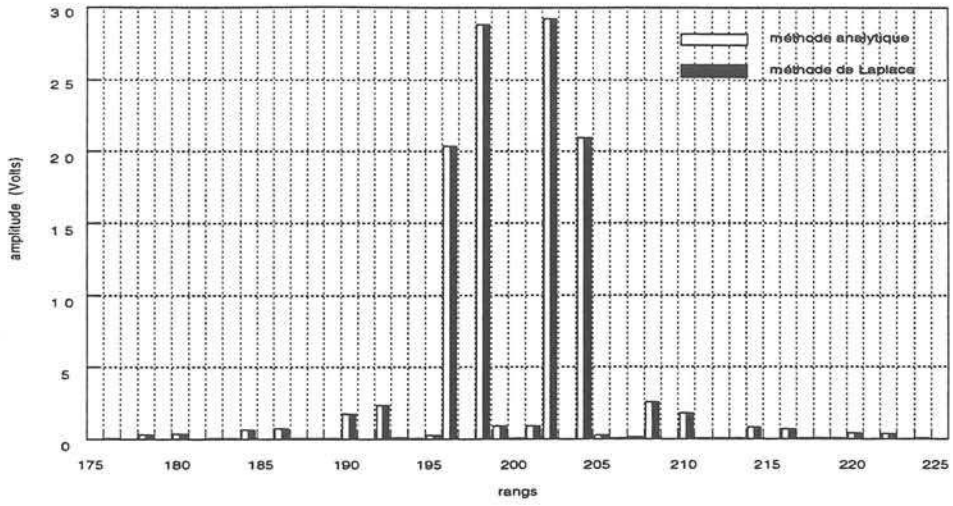


Figure 3-12-a Comparaison du calcul par la méthode de Laplace avec la décomposition en série de Fourier du signal de tension MLI pour les raies principales

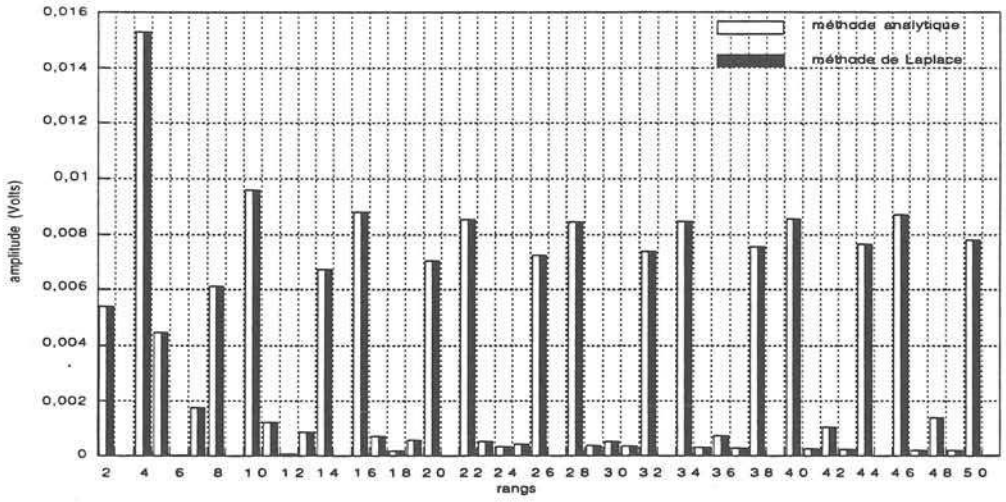


Figure 3-12-b Comparaison du calcul par la méthode de Laplace avec la décomposition en série de Fourier du signal de tension MLI pour les raies mineures

5.2. Comparaison avec la FFT

Les résultats de la méthode de Laplace ayant été validés, il est établi que son principe de calcul est fiable quelle que soit la modélisation, simplifiée ou globale, puisque ce principe s'applique de la même manière dans tous les cas. Elle nous permet donc théoriquement de voir précisément sur le spectre, l'effet des interactions avec l'alimentation et la machine pour une modélisation globale, et de comparer ses résultats avec ceux du calcul classique par simulation et FFT. On peut ainsi mesurer l'erreur induite par l'échantillonnage. La comparaison des deux méthodes a porté sur l'analyse de la tension par

phase de l'onduleur MLI, grandeur discontinue, et sur le courant de phase dans les enroulements de la machine, grandeur continue. La FFT a été calculée avec un pas de simulation maximum de 1µs, et un pas de prélèvement de 1µs également, donc une fréquence d'échantillonnage de 1 MHz, soit 10000 points par période fondamentale de 50 Hz. La même simulation a servi au calcul par la méthode de Laplace. Les figures 3-13 et 3-14 présentent les résultats de la comparaison. Les résultats de la FFT sont représentés en blanc.

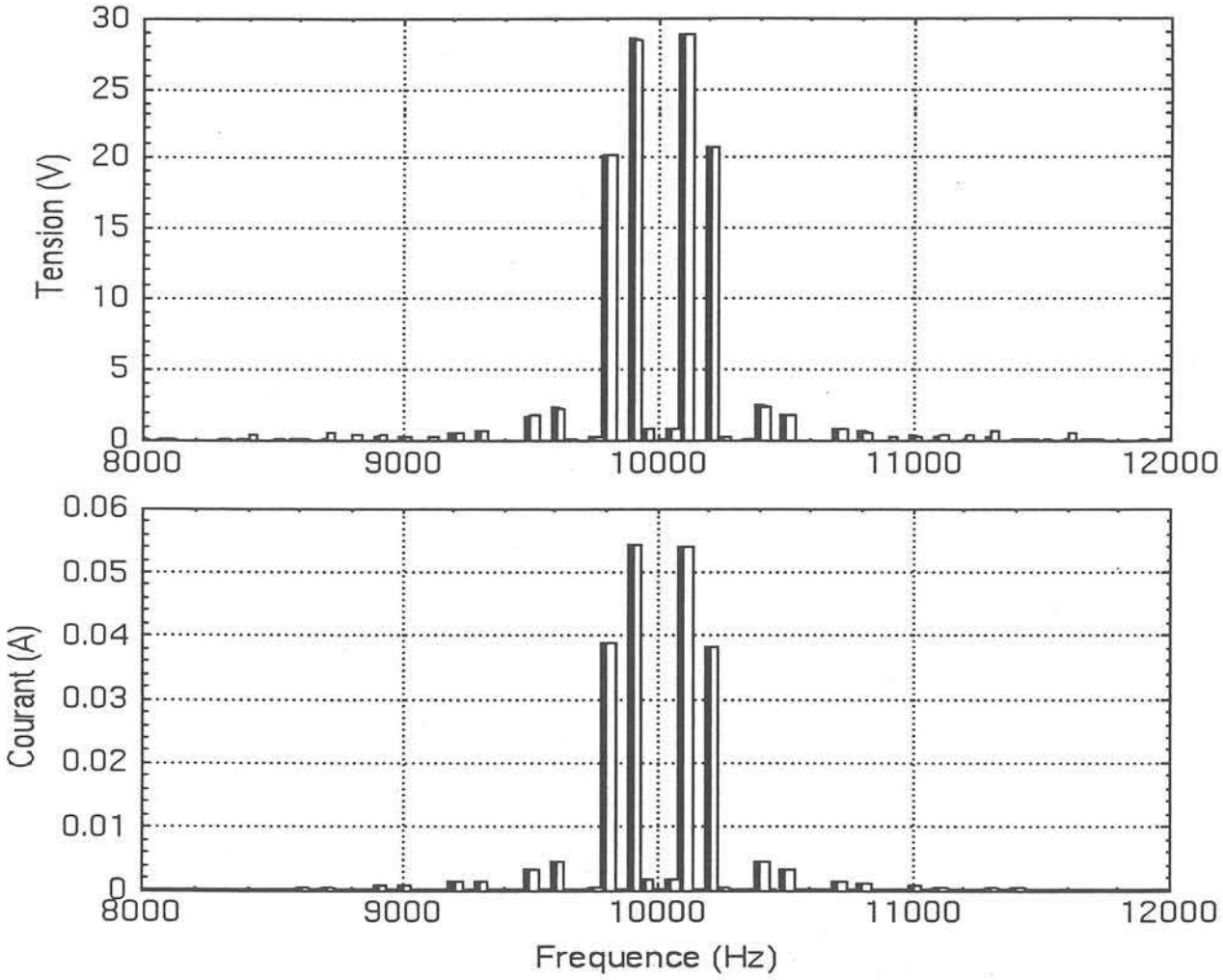


Figure 3-13 Comparaison de la méthode de Laplace et de la FFT pour le calcul des raies principales dans le cas d'un modèle global

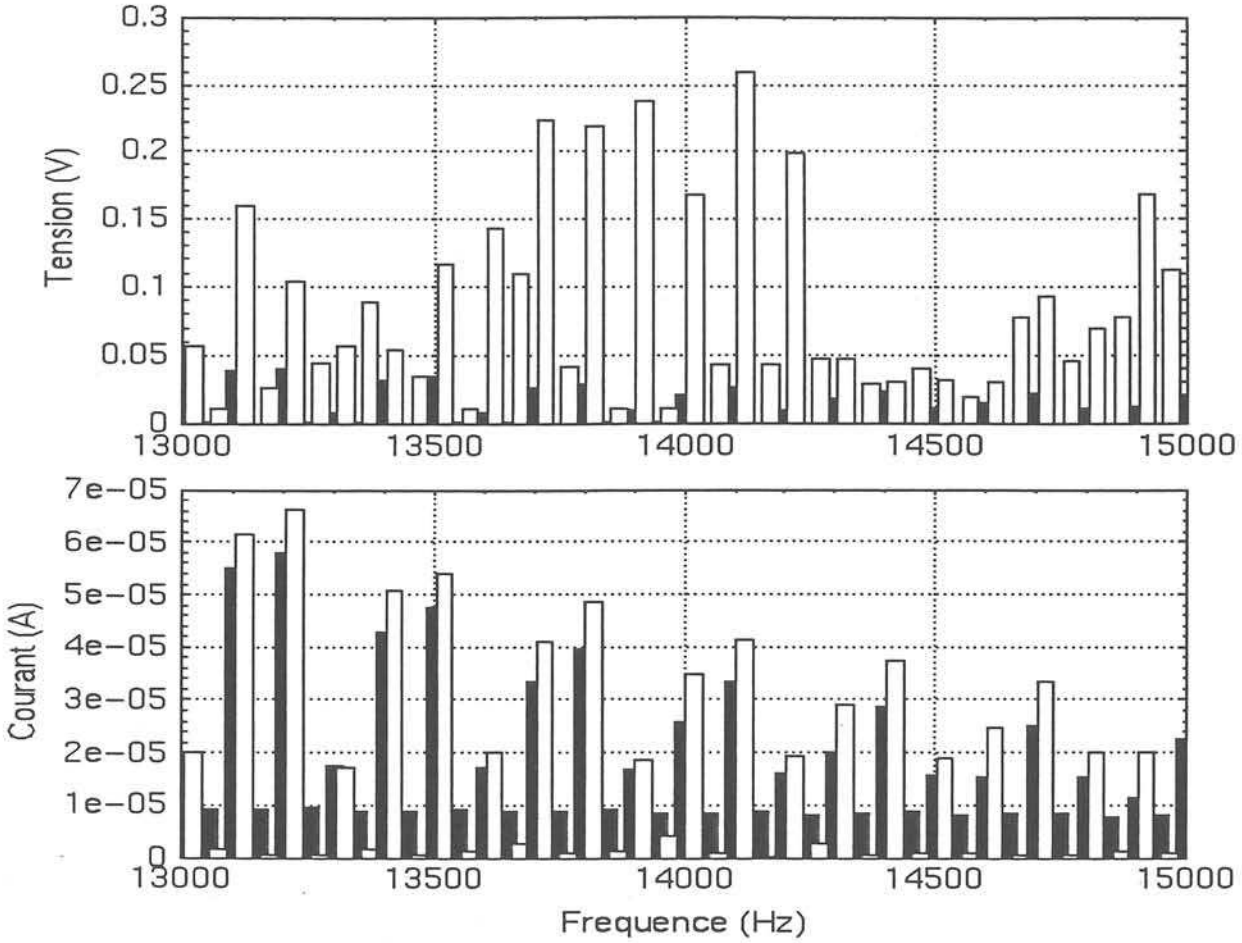


Figure 3-14 Comparaison de la méthode de Laplace et de la FFT pour le calcul des raies mineures dans le cas d'un modèle global

Aussi bien pour la tension que pour le courant, on constate que l'erreur commise par la FFT pour le calcul des principales raies du spectre est négligeable. Même pour le calcul des plus petits harmoniques, la FFT donne de très bons résultats lorsque la grandeur analysée est de nature continue. En revanche, dans le cas d'une variable discontinue, on observe des différences notables entre les deux calculs sur ces mêmes harmoniques. La FFT leur donne des valeurs qui restent faibles, puisqu'elles ne dépassent guère 0,5 V, mais la méthode de Laplace se montre bien plus précise.

5.3. Critique de la méthode

Si la méthode évite l'échantillonnage temporel, elle n'échappe pas à l'échantillonnage fréquentiel; mais compte tenu des hypothèses de régime stationnaire et de périodicité, cette contrainte n'est pas gênante (cf § 4.3.4.). Les résultats sont en principe des valeurs exactes, c'est à dire qu'ils ne dépendent que de la précision du calculateur.

Par ailleurs, comme on l'a dit en début de chapitre, si elle impose une modélisation linéaire de la machine et de l'alimentation, un phénomène non linéaire comme l'effet de peau peut néanmoins

facilement être pris en compte. Il suffit de définir un jeu de paramètres du modèle pour chaque fréquence calculée.

Notre méthode ne permet pas de calculer de valeurs instantanées des grandeurs, tensions ou courants, analysées. Elle impose une simulation préalable du modèle considéré, jusqu'au régime permanent, afin de recueillir au moins les conditions initiales en début d'une période de régime établi (cas du calcul par échelons), ou au début de chaque configuration (cas du calcul par créneaux). Mais on retrouve la même contrainte pour l'usage de la FFT.

Remarquons enfin qu'il est essentiel que les modèles servant de base à la simulation et à l'analyse fréquentielle soient les mêmes. Cette méthode constitue donc un complément à la simulation et non un système de calcul indépendant (figure 3-15).

La méthode de calcul proposée utilise tour à tour plusieurs types d'outils (calcul symbolique, simulation, analyse fréquentielle), pour aboutir à un calcul plus précis des harmoniques. Dans le cas d'une variable discontinue, pour atteindre la même précision avec la FFT (figure 3-14 (haut)), il faudrait augmenter la fréquence d'échantillonnage de façon telle, que le calcul serait très pénalisant sur un calculateur classique, en raison du temps nécessaire et éventuellement de la quantité de points à stocker.

Par rapport à la FFT, aucun paramètre de notre méthode ne limite les résultats à une bande de fréquence finie. Pour un échantillonnage à 1 MHz, la fréquence de coupure du spectre se situe à 500 kHz. Au voisinage de cette valeur, les effets du recouvrement se font déjà sentir, et accroissent l'erreur sur les résultats. Certaines études réclament des calculs à des fréquences beaucoup plus élevées (CEM), qui vont jusqu'à quelques dizaines de MHz. Cela oblige en théorie à atteindre des fréquences d'échantillonnage qui donnent très vite au calcul des dimensions insupportables. Or, avec la méthode de Laplace, quels que soit les rangs des harmoniques calculés, à nombre d'harmoniques égal, la durée d'exécution reste la même, et de manière générale il y a relativement peu de données à stocker : le nombre de valeurs du vecteur d'état nécessaires à l'initialisation correspond au nombre de commutations du convertisseur dans une période fondamentale (1200 pour une MLI d'indice de modulation 200), et le volume occupé en mémoire par les formules issues de la résolution des équations d'état, est raisonnable : pour l'exemple présenté ci-dessus, l'ensemble des données atteint un encombrement d'environ 200 ko, alors que la FFT à 1 MHz mobilise plus d'1 Mo de mémoire.

En ce qui concerne la durée d'exécution des deux méthodes, on doit distinguer le temps de calcul des données de l'analyse fréquentielle, et le temps d'exécution de l'algorithme lui-même. Chaque méthode nécessite une simulation jusqu'au régime permanent, puis pendant une période fondamentale au cours de laquelle les données sont prélevées. La simulation associée à la FFT est plus longue puisque le prélèvement régulier des points impose des calculs supplémentaires. Mais pour la méthode Laplace, il faut rajouter la durée de résolution du calcul symbolique. Globalement les durées de ces calculs sont approximativement égales. En revanche, le temps d'exécution de notre algorithme n'est inférieur à celui d'un algorithme d'analyse par échantillonnage que lorsque la précision demandée sur la valeur des harmoniques, ou la largeur du spectre à calculer sont élevées au point d'imposer à la FFT un nombre de données d'échantillonnage avoisinant 10^5, qui ralentit énormément les calculs. Alors

notre méthode devient vraiment performante mais n'offre pas de gain significatif en temps d'exécution dans les cas les plus courants, du moins telle qu'elle a été programmée. Il faut aussi souligner que plus l'ordre du modèle global est élevé, plus l'exécution est longue, alors que ce paramètre est sans influence sur la durée d'une FFT.

Mais en l'occurrence l'algorithme est bien adapté aux besoins exprimés, à savoir étudier les interactions entre les parties amont et aval d'un onduleur sous des hypothèses de travail élémentaires. On a pu ainsi calculer d'abord les spectres correspondant aux cas simplifiés 1 et 2, ce qui a validé le calcul, et ensuite les résultats relatifs à la simulation dans le cas global (cas n°3), qui avaient nécessité une réflexion sur le choix du pas de calcul et du pas d'échantillonnage. En outre, c'est la confiance que l'on peut accorder aux résultats qui est intéressante, en particulier pour l'analyse de grandeurs discontinues. En suivant la démarche présentée au II.2, on peut aisément évaluer la quantité d'harmoniques rajoutée par la source dans le courant de charge par rapport au cas n°1 (source idéale), et rajoutée par la charge dans la tension d'alimentation par rapport au cas n°2 (charge idéale).

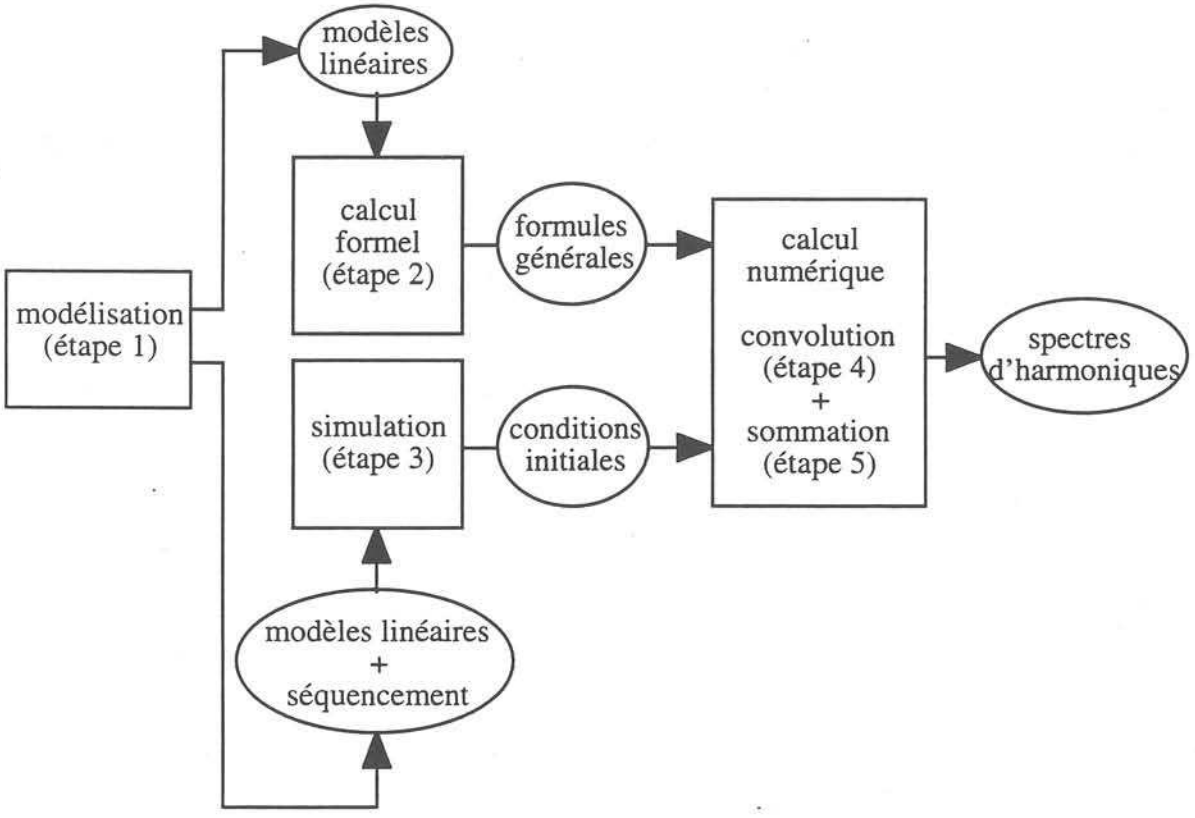


Figure 3-15 Schéma récapitulatif de la méthode de Laplace

5.4. Influence de la précision des calculs

5.4.1. Mise en évidence d'un problème de méthode

Les deux variantes de la méthode présentées sont parfaitement équivalentes. Pourtant, en pratique, elles ne donnent pas des résultats identiques. Les spectres calculés par échelons montrent un "bruit de fond", en particulier aux basses fréquences. Des vérifications effectuées sur un modèle simplifié montrent que ces discordances viennent de légers écarts entre les valeurs calculées au moyen d'un algorithme itératif, données par le logiciel de simulation, et celles que donne le logiciel de calcul utilisé pour l'analyse harmonique, obtenues grâce à l'application numérique de formules analytiques. Ces écarts sont très faibles, de l'ordre de 10^{-5} à 10^{-6}, à l'échelle d'une séquence de conduction de l'onduleur, mais s'accumulent au fil des séquences d'une période basse fréquence, et ne sont finalement plus négligeables. Ils sont plus importants sur les valeurs de la tension d'entrée que sur celles du courant machine.

En pratique, à partir d'un modèle très simple (une source de tension constante et en sortie de l'onduleur une charge RL triphasée), nous avons calculé numériquement l'évolution du courant machine à l'aide de la solution analytique du système d'état en partant d'une valeur de régime permanent, donnée par la simulation. C'est le principe de la méthode des échelons appliqué au domaine temporel. La valeur du courant obtenue en fin de période ne correspond pas à la valeur de départ. Pour l'analyse harmonique par échelons, tout se passe comme si le régime permanent n'était pas atteint et la fonction n'était pas périodique, donc le spectre n'est plus discret, ce qui explique la présence de bruit continu sur toute sa largeur. En revanche, les calculs par créneaux ne posent pas de problème car les conditions initiales données par la simulation sont parfaitement périodiques, même si le point de fonctionnement n'est pas exactement celui que donnerait la théorie.

5.4.2. Influence du pas de simulation

Dans le cas où nous nous sommes placés, la valeur élevée de la fréquence de découpage de la commande (10 kHz) accentue l'importance de la précision des conditions initiales calculées en simulation, la durée minimale d'une séquence de conduction de la MLI étant de l'ordre de quelques µs. Le format des valeurs doit garantir une précision au moins inférieure à la µs, et le pas de calcul de la simulation doit être suffisamment petit, malgré les procédures de recalage sur les instants de commutation qui assurent une précision de 10^{-9} s aux valeurs de ces instants. Les figures 3-16 et 3-17 montrent l'écart entre les harmoniques de tension d'entrée et de courant machine calculés d'abord à partir d'un pas de simulation de 10 µs, puis de 1 µs. On remarque comme précédemment que les valeurs du courants machine convergent beaucoup plus vite avec le pas de calcul que la tension d'entrée de l'onduleur. Un pas de 10 µs donne des résultats erronés pour v_c en particulier aux basses fréquences.

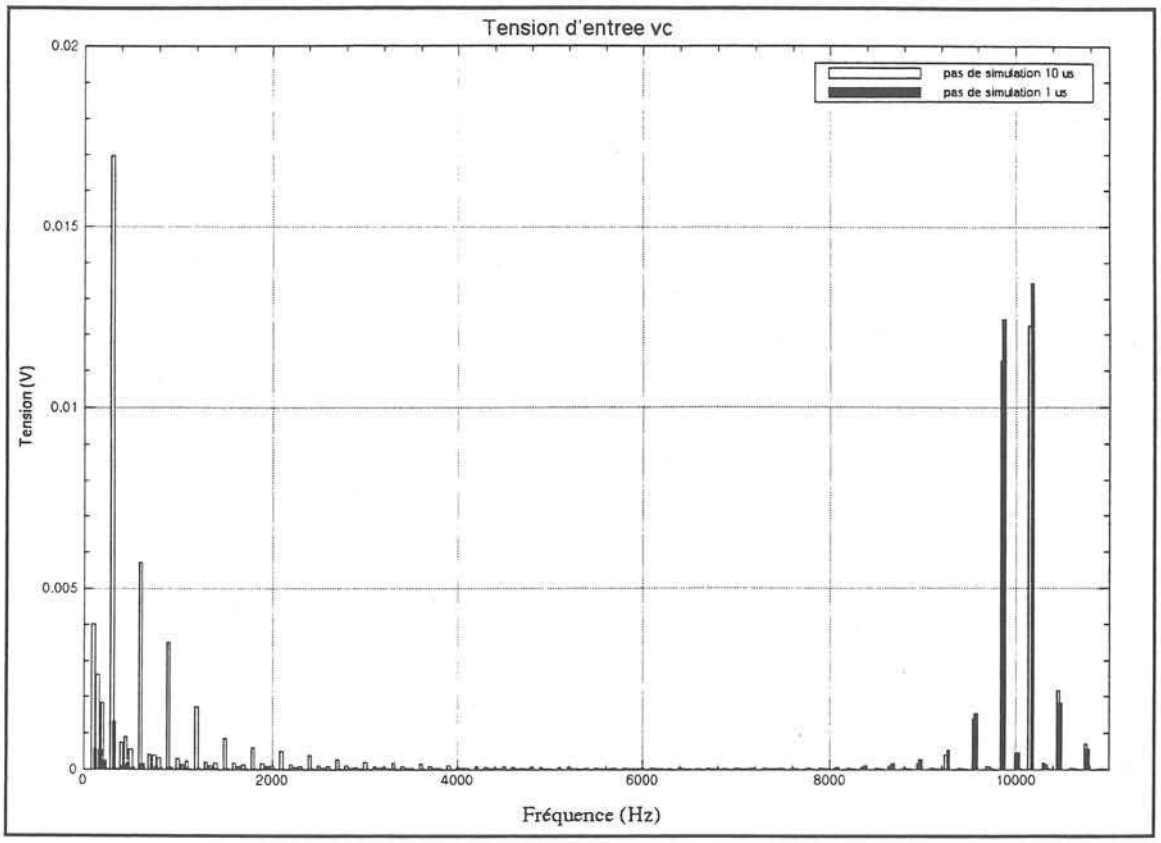


Figure 3-16 Influence du pas de simulation sur les valeurs des harmoniques de tension v_C

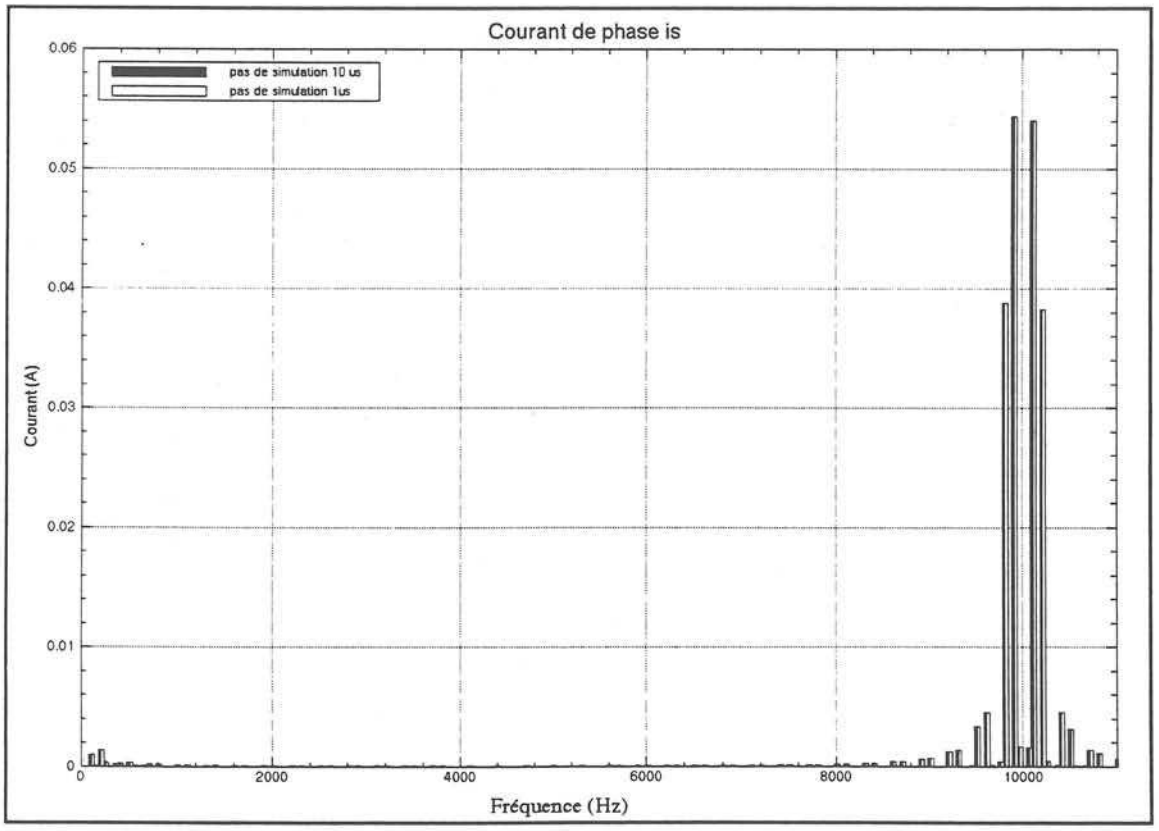


Figure 3-17 Influence du pas de simulation sur les valeurs des harmoniques de courant i_S

6. CALCUL APPROCHE DERIVE DE LA METHODE GLOBALE

La méthode de Laplace proposée, qui utilise essentiellement des formulations analytiques, est commode à utiliser lorsque le logiciel de simulation employé est ouvert, c'est à dire lorsque l'utilisateur a accès aux équations de son modèle, qui peuvent ainsi une fois écrites, servir aussi bien à l'analyse harmonique qu'à la simulation (MC2, GENTIANE). En revanche, si le simulateur a une structure fermée avec une interface intégrée de description de l'objet à simuler, par exemple par le dessin d'un circuit électrique et la donnée de ses paramètres (SPICE), alors la méthode de Laplace est moins rentable d'un point de vue pratique. Il est plus intéressant dans ces conditions d'utiliser la méthode approchée présentée ci-après, qui emploie également la transformée de Laplace, mais directement et uniquement à partir de résultats de la simulation.

A partir de l'échantillonnage régulier d'un résultat de simulation, la FFT calcule une intégrale de Fourier discrétisée selon la méthode des rectangles. Il est possible d'utiliser la transformée de Laplace pour calculer cette intégrale ; un pas régulier d'échantillonnage n'est plus nécessaire dans ce cas. En choisissant comme méthode d'intégration l'algorithme des trapèzes (figure 3-18), plutôt que celui des rectangles, on améliore en plus la précision des résultats.

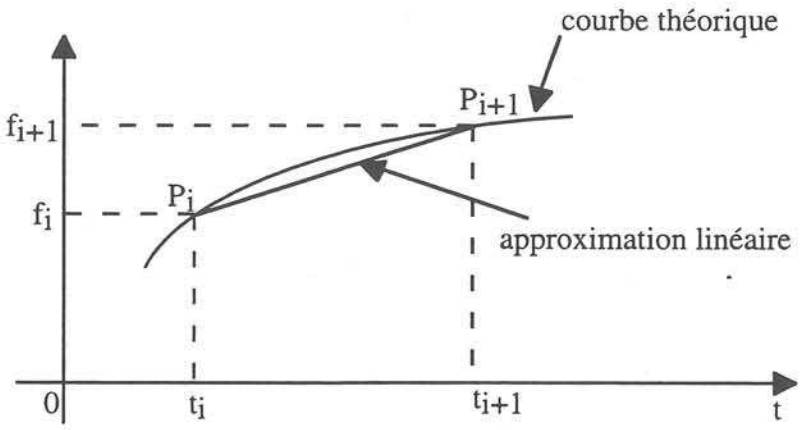


Figure 3-18 Principe du calcul par trapèzes

Supposons que P_i et P_{i+1} sont des points de la simulation. Le principe du calcul consiste pour chaque itération, à calculer la transformée de Laplace du produit de la droite (P_i , P_{i+1}) par une fenêtre basée sur l'intervalle [t_i , t_{i+1}].

On calcule l'équation de la droite (P_i , P_{i+1}) en prenant t_i pour origine des temps :

$$y = \frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} t + f_i$$

La transformée de Laplace de la fonction $y_i(t)$ associée représentée sur la figure 3-19 s'exprime :

$$Y_i(p) = \left(\frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} \frac{1}{p^2} + \frac{f_i}{p} \right) e^{-t_i p}$$

Puis on calcule l'équation de la droite (P_i , P_{i+1}) en prenant t_{i+1} pour origine des temps :

$$y = \frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} t + f_{i+1}$$

La transformée de Laplace de la fonction $y_{i+1}(t)$ (figure 3-19), s'exprime :

$$Y_{i+1}(p) = \left(\frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} \frac{1}{p^2} + \frac{f_{i+1}}{p} \right) e^{-t_{i+1}p}$$

La transformée de Laplace de la fonction trapèze $f_i(t)$ est la différence des transformées des deux fonctions Y_i et Y_{i+1} (figure 3-19) : $F_i(p) = \frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} \left(e^{-t_i p} - e^{-t_{i+1}p} \right) \frac{1}{p^2} + \left(f_i . e^{-t_i p} - f_{i+1} . e^{-t_{i+1}p} \right)$

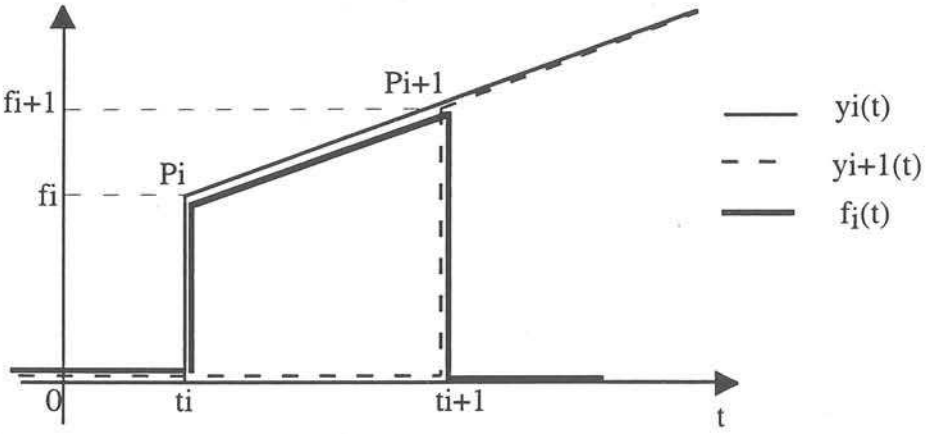


Figure 3-19 Calcul de la transformée de Laplace d'un trapèze

La transformée de Laplace de la fonction périodique f analysée est la somme $\sum_{i=1}^{N} F_i(p)$ sur le découpage de l'intervalle [0 , T_0]. Pour passer à la série de Fourier de la fonction, il suffit, comme on l'a montré au début du chapitre (§ 3), de remplacer p par $jn\omega_0$ et de multiplier par $2/T_0$.

Cette méthode présente l'avantage d'autoriser n'importe quel découpage de la période fondamentale, à pas constant ou variable. Elle évite ainsi la procédure de re-échantillonnage de la simulation en s'adaptant directement à son pas. Dans ces conditions l'analyse fréquentielle peut plus aisément être intégrée au déroulement de la simulation. De plus elle doit être plus précise que la FFT dans la mesure où elle conduit au calcul de l'intégrale de Fourier d'un signal reconstitué après échantillonnage par un bloqueur d'ordre 1, alors que la FFT utilise implicitement un bloqueur d'ordre 0. Elle permet aussi comme la méthode de Laplace analytique précédente, de choisir librement les valeurs des fréquences du spectre calculé sans risquer d'augmenter le temps d'exécution. Enfin cette méthode est facile à implanter sur les logiciels de calcul matriciels Matrixx ou Matlab déjà employés. Elle sera testée au chapitre suivant dans la cadre d'une application à la CEM.

7. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous sommes parvenus à la mise au point d'un outil suffisamment fiable d'analyse harmonique, capable de nous aider à évaluer les interactions dans un système et à mieux comprendre le fonctionnement de l'ensemble. C'est dans ce but que nous allons l'utiliser à travers quelques exemples d'application.

CHAPITRE 4

CHAPITRE 4

CHAPITRE 4

Applications de la méthode

1. INTRODUCTION

Un système réel comporte toujours plusieurs sources d'harmoniques dont les effets une fois combinés sont difficiles à identifier et à détailler. On est donc amené à les étudier séparément pour ensuite quantifier ces phénomènes, comprendre leurs interactions et analyser les perturbations sur la charge ou la source. Les perturbations sur la charge seront analysées dans le cadre du système considéré dans les chapitres précédents. Trois cas correspondant chacun au calcul des effets d'une source ou de la combinaison de deux sources différentes sont étudiés dans ce chapitre à l'aide de la méthode présentée au chapitre 3 :

- Dans le cas du modèle proposé au chapitre 1, l'onduleur est la seule source d'harmoniques. Il perturbe à la fois la machine et l'alimentation dont on veut pouvoir analyser les couplages.
- L'alimentation est source d'harmoniques dus au redressement. On déterminera comment ces harmoniques se combinent avec ceux créés par le convertisseur.
- Les fréquences de travail des éléments du système ne sont en pratique jamais synchrones contrairement à l'hypothèse adoptée au chapitre 1. On étudiera donc les perturbations sur la machine alimentée par un ensemble dans lequel commande et découpage et/ou commande et redressement sont asynchrones.

Enfin, pour étudier les perturbations sur la source, on se placera dans le cas plus simple d'un redresseur à diodes monophasé, pour lequel on calculera les perturbations conduites dans la perspective d'une étude de compatibilité électromagnétique. On s'intéressera davantage dans cette partie à la recherche de procédures d'analyses harmoniques dérivées des principes employés au chapitre 3, plus simples ou plus efficaces que les méthodes couramment employées, plutôt qu'à l'étude de phénomènes par ailleurs bien connus [SCH93].

2. ANALYSE DES INTERACTIONS DUES A L'ONDULEUR

Les méthodes de calcul présentées au chapitre précédent ont été implantées sur les logiciels Macsyma et Matrix$_X$, à partir de simulations effectuées sur MC2. Le modèle utilisé est le modèle global défini à la fin du chapitre 1 (§ 4.4). La figure 4-1 présente les spectres des principales grandeurs relatives au système, pour les valeurs de fréquence choisies, à savoir une fréquence fondamentale des grandeurs statoriques fs = 50 Hz et une fréquence de découpage égale dans un

premier temps à 10 kHz.

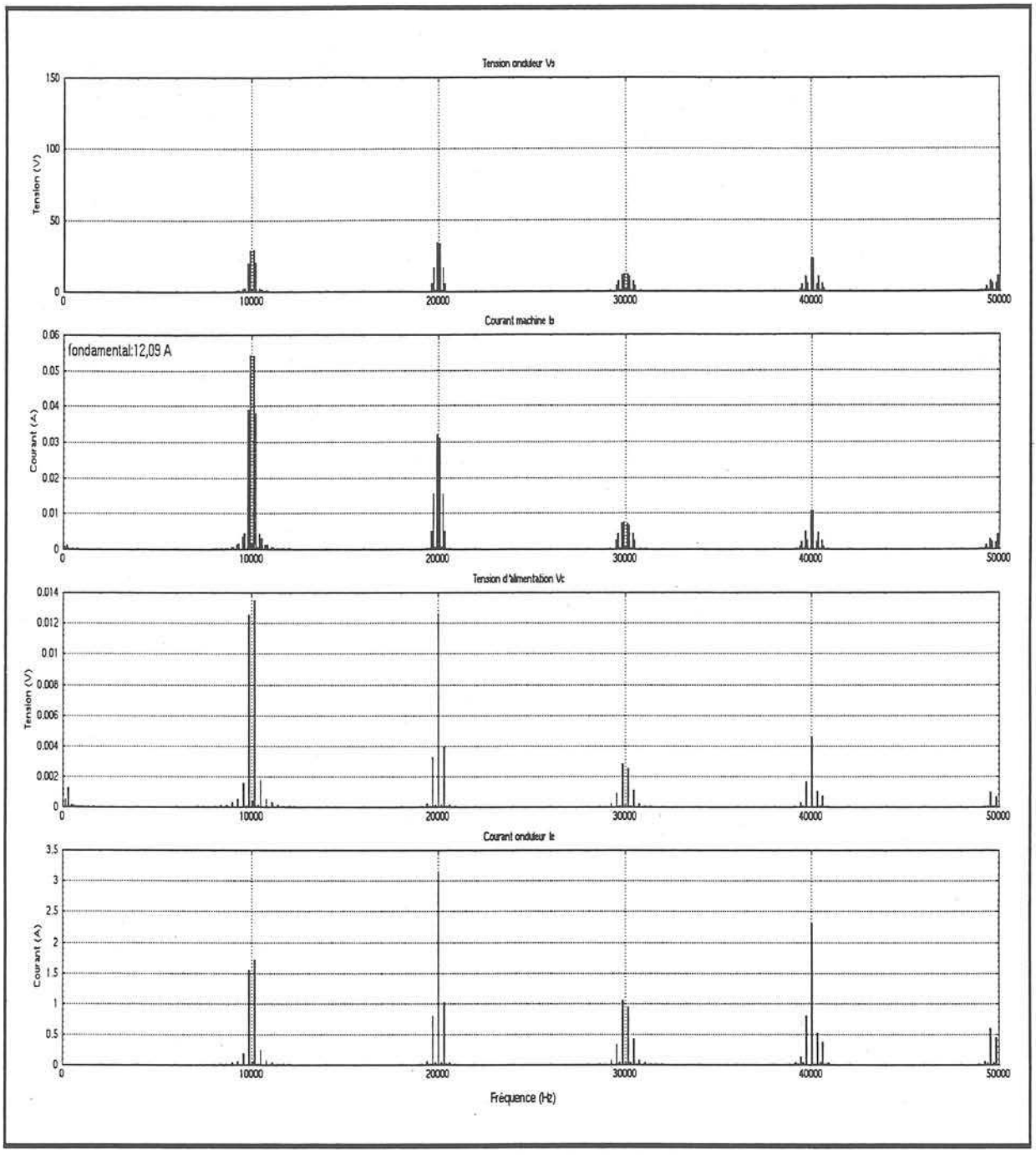


Figure 4-1 Spectres des grandeurs d'entrée et de sortie de l'onduleur

L'indice de modulation est très élevé (m=200). En conséquence le spectre de la tension par phase et du courant d'entrée est très dispersé car les harmoniques ne sont significatifs qu'au voisinage immédiat de la fréquence de MLI et de ses multiples.

Les spectres 2 (courant machine) et 4 (tension du filtre) de la figure ci-dessus montrent l'effet important du filtrage passe-bas opéré par la machine et la source respectivement sur $\underline{v_S}$ et i_e. Les harmoniques de $\underline{i_S}$ ne dépassent pas quelques dizaines de mA, et apparaissent négligeables devant l'amplitude du fondamental (12 A). La même observation s'applique à la tension v_C dont la valeur moyenne vaut 295 V et dont les harmoniques ne dépassent pas la dizaine de mV. Donc les grandeurs

d'état du système sont très peu perturbées dans l'absolu. Le couplage des perturbations affectant ces grandeurs apparaît donc à fortiori comme un phénomène du second ordre. Pour s'en assurer, on compare, suivant la démarche de calcul présentée au chapitre 1 (§ 4-4), les harmoniques de $\underline{i_S}$ dans le cas précédent (modèle global) et dans le cas où l'alimentation est supposée parfaite. La machine n'est alors soumise qu'aux harmoniques produits par l'onduleur.

On comparera ensuite dans le cas dual les harmoniques de v_C obtenus avec le modèle global et avec le modèle simplifié de la machine (source de courant triphasée : la source n'est alors soumise qu'aux harmoniques de découpage du courant sinusoïdal $\underline{i_S}$).

2-1 Interactions sur les courants aval (machine)

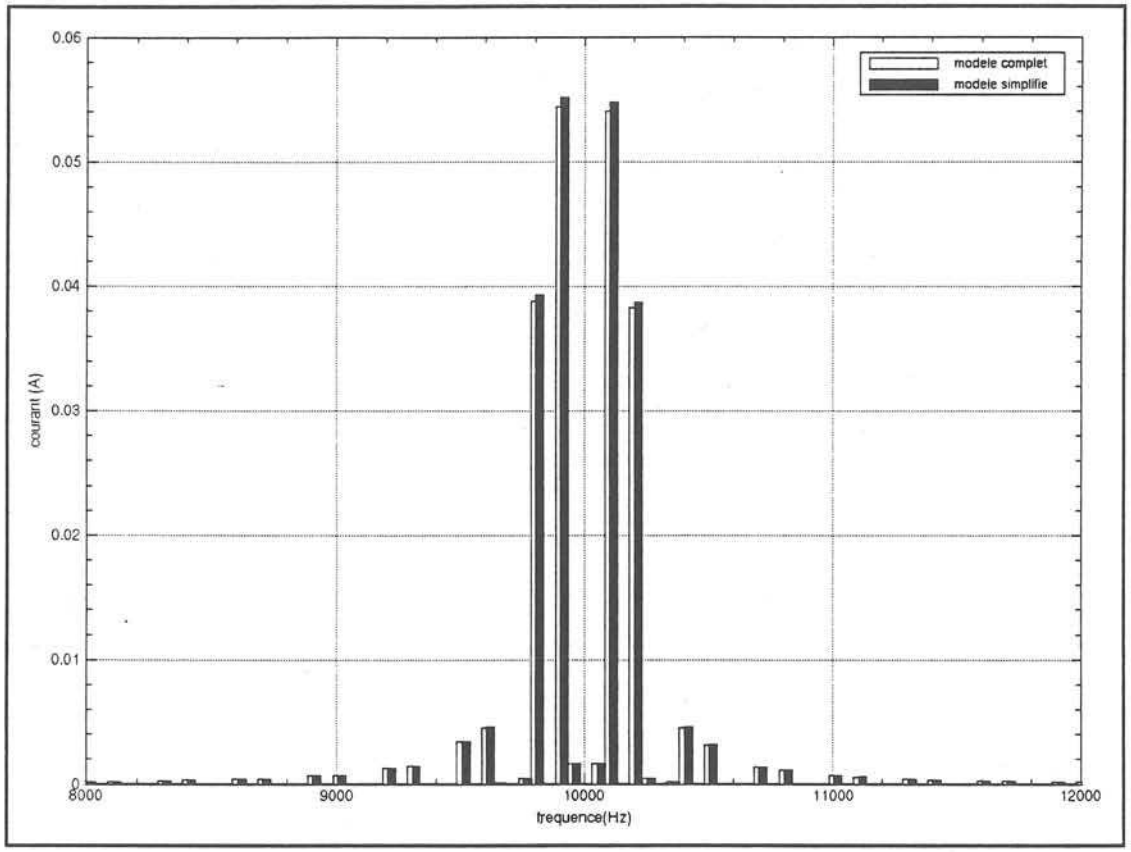


Figure 4-2 Courant machine donné par les deux modèles à 10 kHz

La figure 4-2 présente la comparaison des courants calculés avec les deux niveaux de modélisation. On vérifie qu'autour de la fréquence de découpage, il n'y a pas de différences entre les résultats obtenus avec les deux modèles. Pour la lisibilité de la figure, la bande de fréquence présentée est volontairement étroite, mais cette observation est valable sur tout le spectre. Elle confirme les conclusions du paragraphe précédent.

Une valeur élevée de la fréquence de MLI conduit à rejeter les harmoniques loin de la fréquence fondamentale et il en résulte un courant dans la machine très peu perturbé.

On peut s'attendre à un niveau plus significatif d'interactions lorsque la fréquence de découpage est plus faible. Le calcul présenté figure 4-2 a donc été effectué pour une commande MLI fonctionnant à

500 Hz ce qui ramène l'indice de modulation de 200 à 10. Les résultats sont donnés sur la figure 4-3.

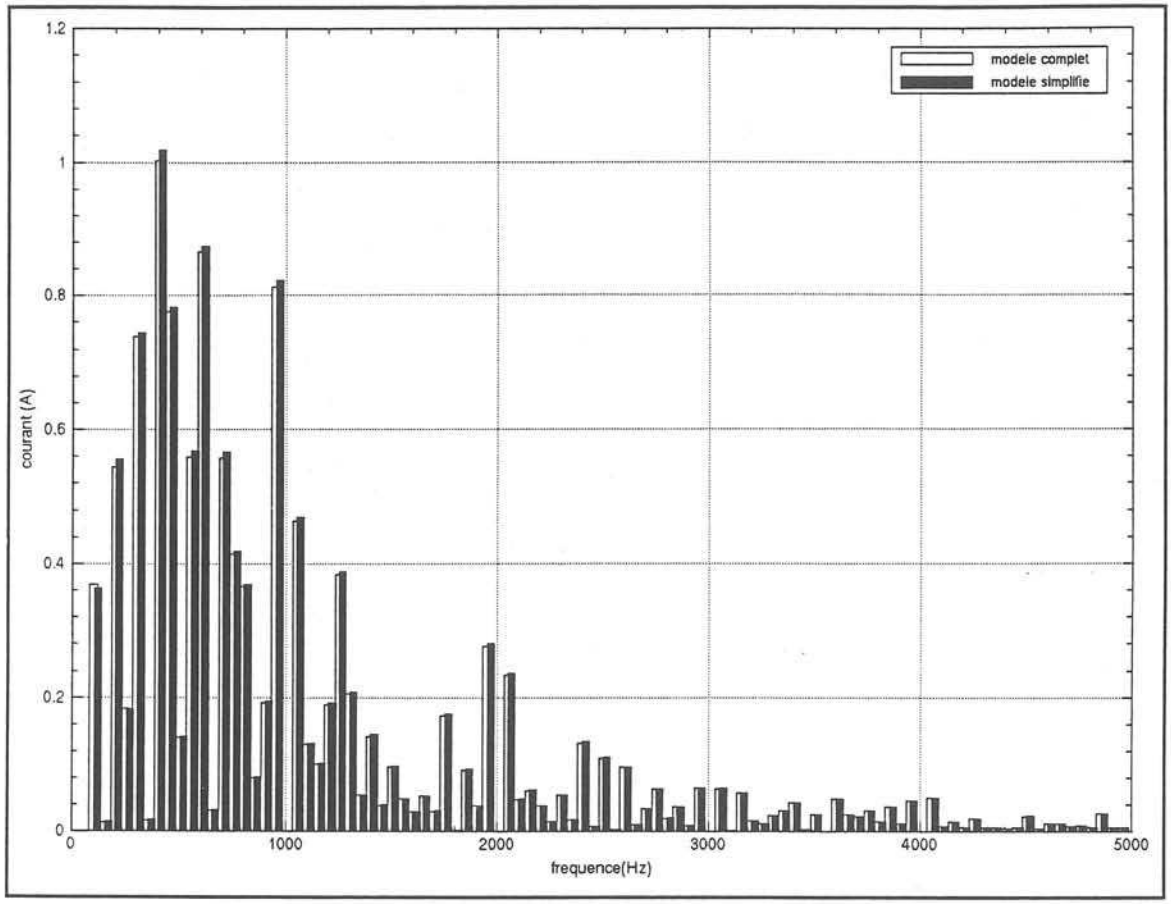


Figure 4-3 Courant machine donné par les deux modèles à 500 Hz

Bien entendu les harmoniques, regroupés dans les basses fréquences, ne sont plus négligeables, mais on ne trouve encore que des différences minimes entre les harmoniques donnés par le modèle complet et ceux donnés par le modèle simplifié. Ce résultat tend à prouver que dans le cas étudié, le découplage entre les éléments du système est à peu près assuré quelle que soit la fréquence de découpage de l'onduleur. Dans tous les cas, les harmoniques de la tension d'alimentation n'influent que peu sur les harmoniques du courant qui sont essentiellement produits par l'onduleur.

2-2 Interactions sur les tensions amont (filtre)

Selon la même démarche, on a calculé les spectres de la tension d'entrée v_c de l'onduleur en comparant les deux niveaux de modélisation pour une MLI à 10 kHz puis à 500 Hz (figures 4-4 et 4-5).

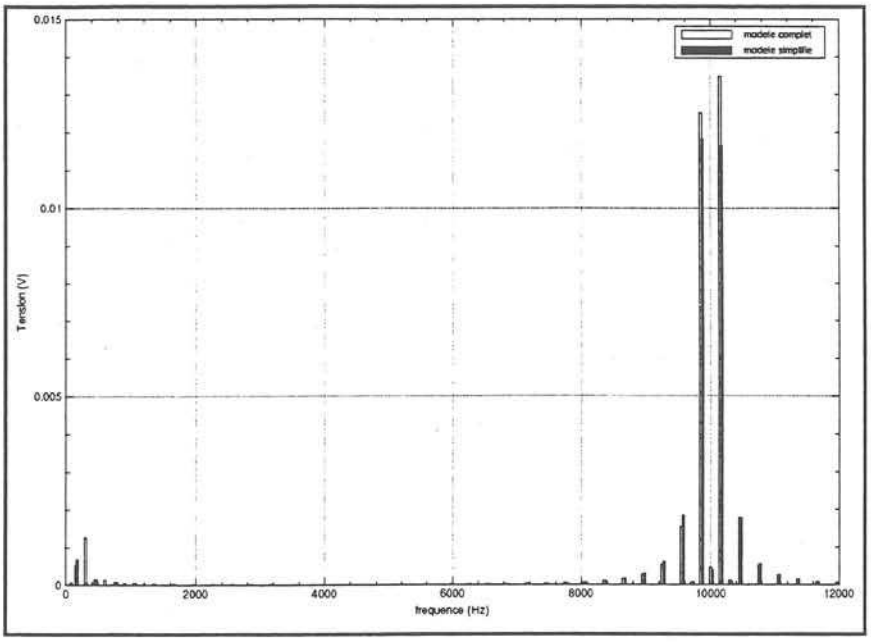


Figure 4-4 Tension d'entrée donnée par les deux modèles à 10 kHz

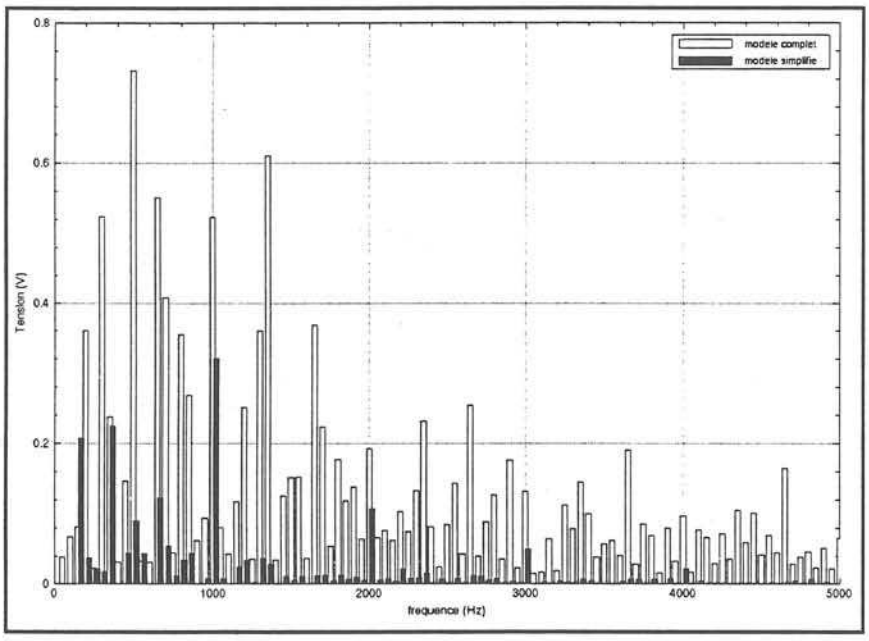


Figure 4-5 Tension d'entrée donnée par les deux modèles à 500 Hz

A 10 kHz, comme pour le courant, on voit peu de différences entre les deux spectres : le découplage entre source, onduleur et machine est effectif. Par contre pour 500 Hz la tension v_c est nettement plus perturbée lorsque le modèle prend en compte les interactions. Il existe donc dans ce cas un couplage plus fort à l'entrée du système qu'à sa sortie et le modèle simplifié ne suffit pas à décrire correctement le comportement de l'alimentation. Cependant, se pose le problème de l'évaluation quantitative du couplage : sur la figure 4-5 les différences entre les amplitudes des deux spectres sont importantes mais en moyenne les harmoniques ne dépassent pas quelques dixièmes de Volts, comparés à la valeur moyenne de la tension v_c qui vaut environ 300 Volts. L'influence relative des perturbations issues du couplage sur le fonctionnement de l'ensemble reste à déterminer.

2-3 Explication et évaluation des couplages amont-aval dans l'ensemble électromécanique

Ces résultats montrent des couplages faibles entre l'alimentation, l'onduleur et la machine, ce d'autant plus que la fréquence de découpage est élevée. L'ensemble source-onduleur-machine tel qu'il a été modélisé peut finalement être représenté sous la forme du schéma-bloc donné par la figure 4-6 [SKA95].

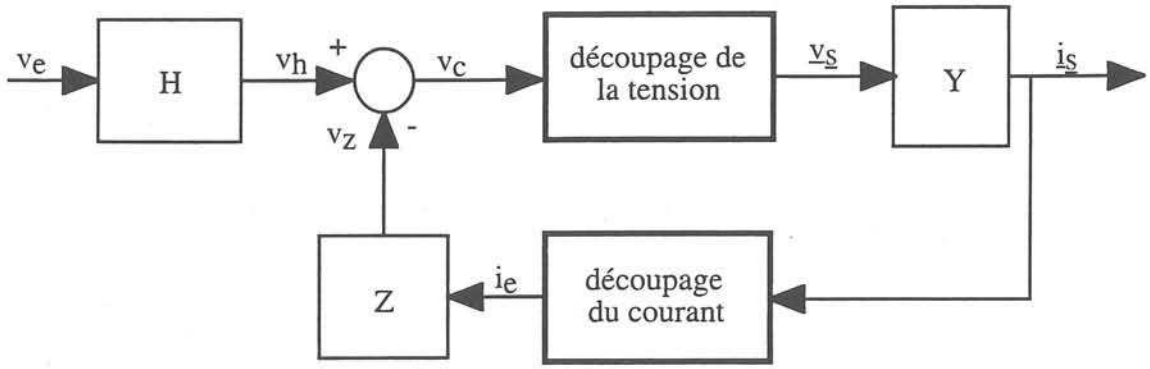


Figure 4-6 Schéma-bloc global du système

La machine est représentée par une simple admittance Y(p) par rapport à la tension de sortie de l'onduleur, l'association source-filtre par sa fonction de transfert H(p) par rapport à la tension de source et son impédance interne Z(p) par rapport au courant d'entrée de l'onduleur ($v_c = H.v_e - Z.i_e$).

L'onduleur découpe les grandeurs continues des sources auxquelles il est connecté : tension côté source et courant côté machine. On peut donc le schématiser par deux blocs. Dans le domaine temporel, le bloc de découpage de la tension multiplie v_c par les motifs en créneaux qu'impose la commande MLI à chacune des phases. De la même manière, les courants de phase de la machine sont découpés et combinés pour donner le courant i_e traversant la source d'alimentation. Dans le domaine fréquentiel ces fonctions sont donc convolutives.

L'onduleur est, pour notre modèle, le seul générateur d'harmoniques dans le système. Le volume et la répartition de ces harmoniques dépend étroitement du mode de commande choisi. La machine et l'alimentation les absorbent ou les répercutent plus ou moins en fonction de la fréquence et de leur modes propres. On voit sur le schéma de la figure 4-6 que le courant $\underline{i_s}$ répercute vers l'alimentation les harmoniques qui n'ont pas été absorbés par la machine, et que la tension v_z est responsable des perturbations renvoyées vers la machine par l'alimentation. Ce sont donc les blocs linéaires Y et Z qui sont déterminants pour le découplage entre amont et aval, car il sera d'autant plus grand que le filtrage passe-bas qu'ils imposent est fort. Il convient d'examiner leur comportement fréquentiel.

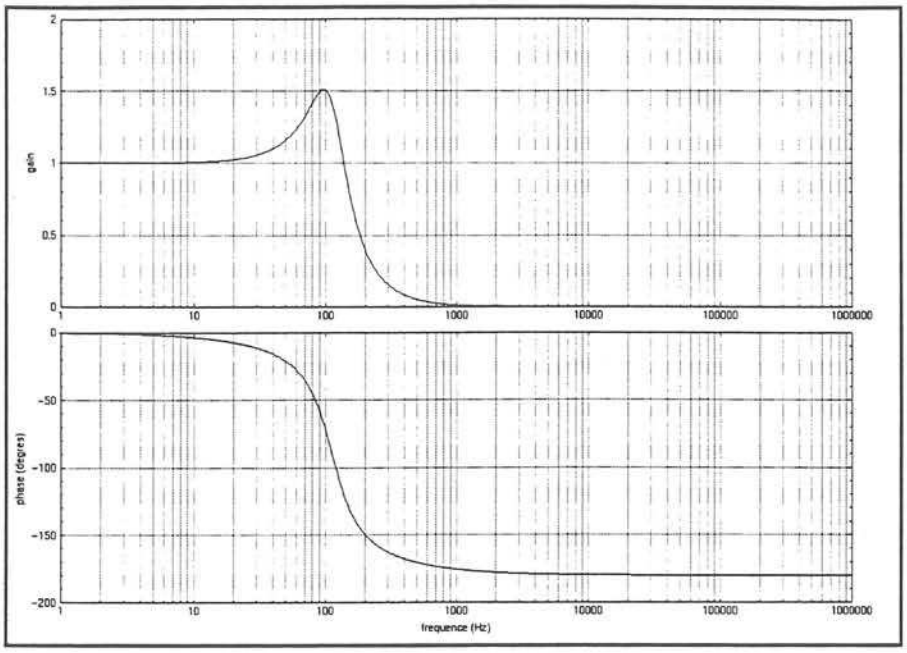


Figure 4-7-a Fonction de transfert du filtre (module et phase)

Dans le cas présent, la fonction de transfert H (figure 4-7-a) n'est soumise qu'à la tension constante v_e. Son comportement dynamique n'est pas sollicité; il le sera lorsque le modèle prendra en compte la source d'alimentation comme générateur de perturbations (cf § 3 et 4).

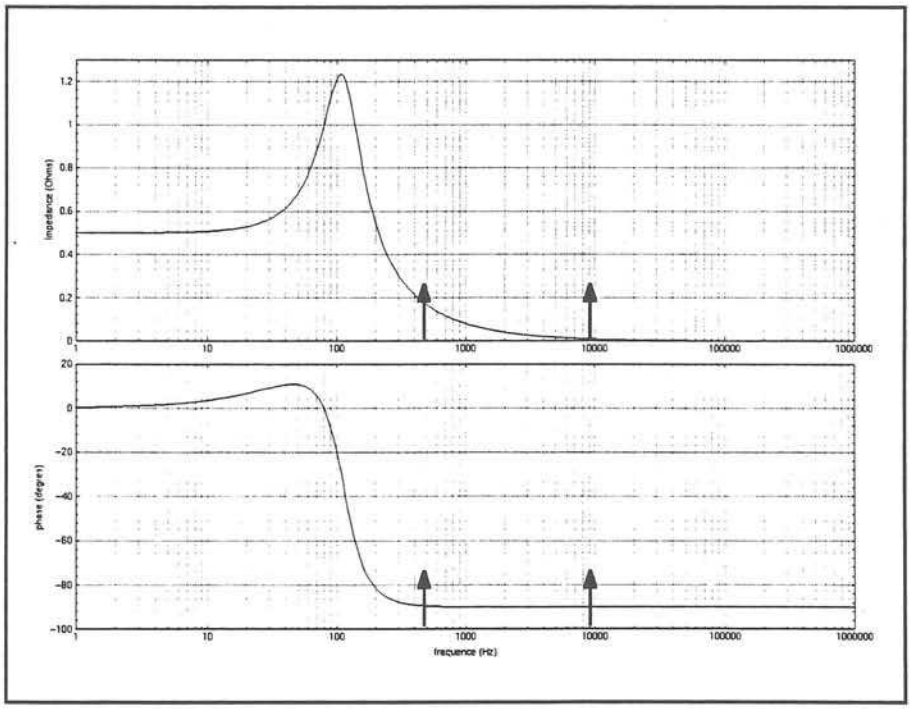


Figure 4-7-b Impédance interne du filtre (module et phase)
Les flèches indiquent les fréquences de découpage utilisées au paragraphe précédent

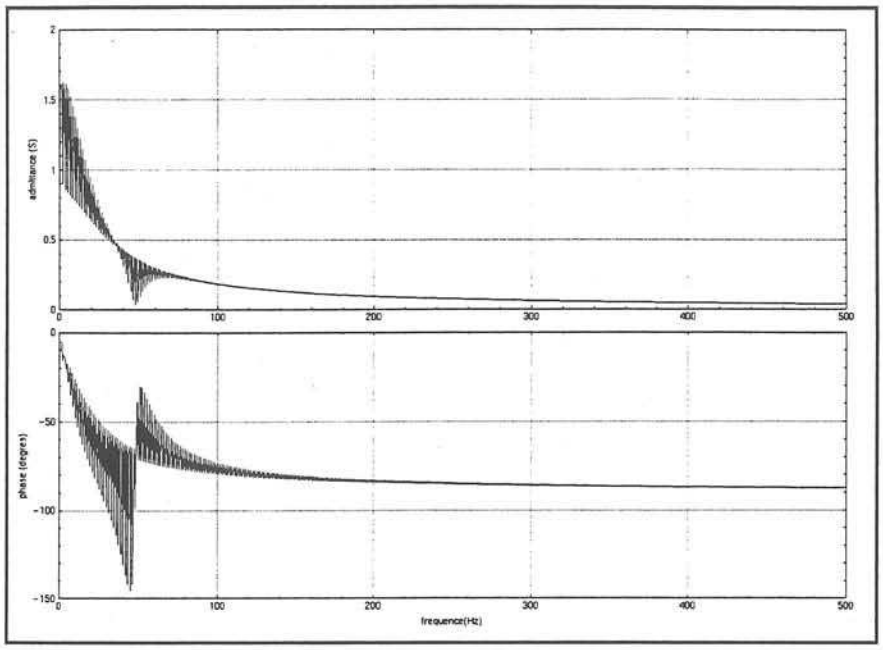


Figure 4-8 Admittance de la machine (module et phase)

Les diagrammes des figures 4-7-b et 4-8 montrent qu'à 10 kHz et sur la bande correspondant aux spectres calculés ci-dessus, l'impédance du filtre et l'admittance de la machine ont des valeurs très faibles. Elles atténuent donc fortement tous les harmoniques et minimisent les perturbations renvoyées. A 500 Hz, seule l'impédance du filtre a une valeur relativement plus élevée, ce qui peut expliquer l'effet de couplage observé sur les spectres de la figure 4-5, alors que l'admittance de la machine reste trop faible pour transmettre les perturbations auxquelles elle est soumise.

Remarquons que les modèles employés sont très simples et qu'en pratique les comportements observés dans le domaine des hautes fréquences sont différents à causes des inductances et capacités parasites dont il n'a pas été tenu compte. Mais cela ne remet pas en cause les principes de notre démarche.

Nous déduisons de ces observations que le découplage entre alimentation et machine est fonction de l'éloignement entre les fréquences propres de l'alimentation et de la machine d'une part, et la fréquence de découpage du convertisseur d'autre part. Pour le système considéré, à la fréquence de découpage de 10 kHz, cet écart est suffisant pour que l'hypothèse d'un découplage total qui consiste à négliger les harmoniques répercutés en amont ou en aval soit tout à fait recevable. Dans ces conditions, le modèle simplifié où l'alimentation du convertisseur est assimilée à une source de tension constante, est suffisant pour l'étude des harmoniques de courant dans la machine. De même, le calcul des harmoniques de tension d'entrée, peut se faire avec une très bonne approximation en ne considérant que le fondamental du courant de la machine. A la fréquence de découpage de 500Hz, ces conclusions restent valables pour le courant dans la machine mais plus pour la tension en amont de l'onduleur.

Cependant l'onduleur n'est pas la seule source d'harmonique du système. A cause de ses caractéristiques non linéaires la machine l'est également. Par ailleurs la tension continue est obtenue par redressement. Il en résulte des harmoniques d'alimentation. Dans le cadre de ce travail nous

n'avons considéré que ce phénomène ; nous avons étudié ses effets et leurs interactions avec ceux du convertisseur.

3- ANALYSE PRENANT EN COMPTE LE REDRESSEMENT

3-1 Modélisation

Il s'agit de déterminer l'influence des ondulations du redressement sur les spectres des grandeurs caractéristiques de la machine. En conséquence, le réseau alternatif est assimilé a une source idéale triphasée. Le redresseur à diodes est modélisé par des interrupteurs parfaits. On peut représenter le circuit équivalent par le schéma de la figure 4-9 : la source de tension constante a été remplacée par une source délivrant une tension triphasée redressée. Pour simplifier le problème et l'analyse des phénomènes, on fait l'hypothèse supplémentaire que la commande de l'onduleur est synchrone du redressement, afin de conserver des signaux périodiques et d'éviter que des sous-harmoniques n'apparaissent. Les problèmes posés par l'asynchronisme des fréquences seront étudiés au paragraphe suivant.

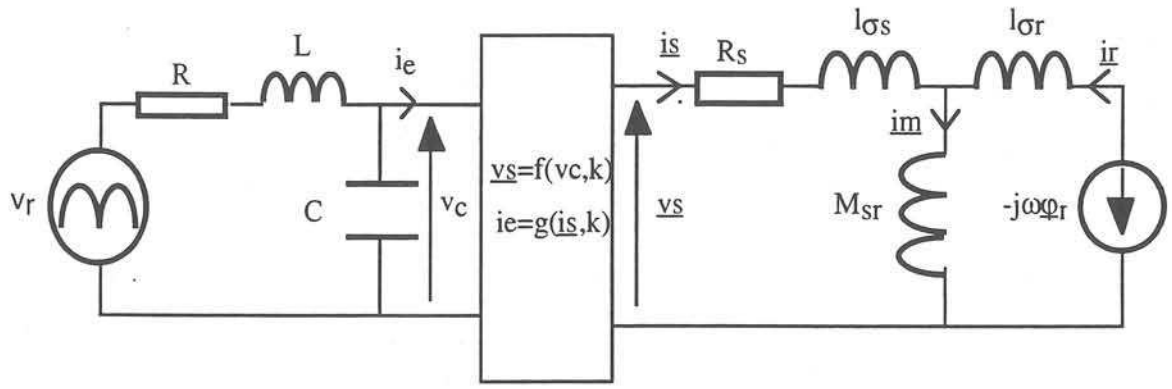


Figure 4-9 Schéma de la modélisation prenant en compte le redressement

La mise en équation devient :

$$\begin{cases} (L_s p + R_s) I_{sd} + M_{sr} p I_{rd} = L_s i_{sd0} + M_{sr} i_{rd0} \\ (L_s p + R_s) I_{sq} + M_{sr} p I_{rq} = L_s i_{sq0} + M_{sr} i_{rq0} \\ (L_r p + R_r) I_{rd} + L_r \omega I_{rq} + M_{sr} p I_{sd} + M_{sr} \omega I_{sq} = L_r i_{rd0} + M_{sr} i_{sd0} \\ (L_r p + R_r) I_{rq} + L_r \omega I_{rd} + M_{sr} p I_{sq} + M_{sr} \omega I_{sd} = L_r i_{rq0} + M_{sr} i_{sq0} \\ (Lp + R) I_l + V_c = V_r(p) + L i_{l0} \\ - I_l + C p V_c = C v_{c0} \end{cases}$$

avec $V_r(p) = \dfrac{p\sqrt{3} + \omega_0 - (p\sqrt{3} - \omega_0) e^{-\frac{T_0}{6} p}}{2(p^2 + \omega_0^2)(1 - e^{-\frac{T_0}{6} p})}$, qui est la transformée de Laplace d'un signal triphasé redressé.

Cette expression n'étant pas rationnelle, les calculs sont beaucoup plus complexes. On a donc recours à une hypothèse simplificatrice : les ondulations de redressement sont supposées suffisamment lentes devant la fréquence des commutations pour qu'à l'échelle d'une séquence de conduction de l'onduleur, la tension V_r puisse être considérée comme constante. L'équation (5) du système devient alors : $(Lp + R) I_l + V_c = \dfrac{v_r(t_0)}{p} + L i_{l0}$, $v_r(t0)$ étant la valeur en début de séquence. La résolution redevient la même qu'au paragraphe précédent. Etant donnée la valeur élevée de l'indice de modulation choisi pour la MLI, l'erreur commise est minime. Cela a été vérifié dans le cas d'une tension v_r sinusoïdale.

3-2 Effets du redressement

A présent, l'alimentation et l'onduleur sont sources d'harmoniques dans le système. On calcule les spectres de la tension et du courant machine, de la tension et du courant d'entrée. Ils sont représentés sur la figure 4-10.

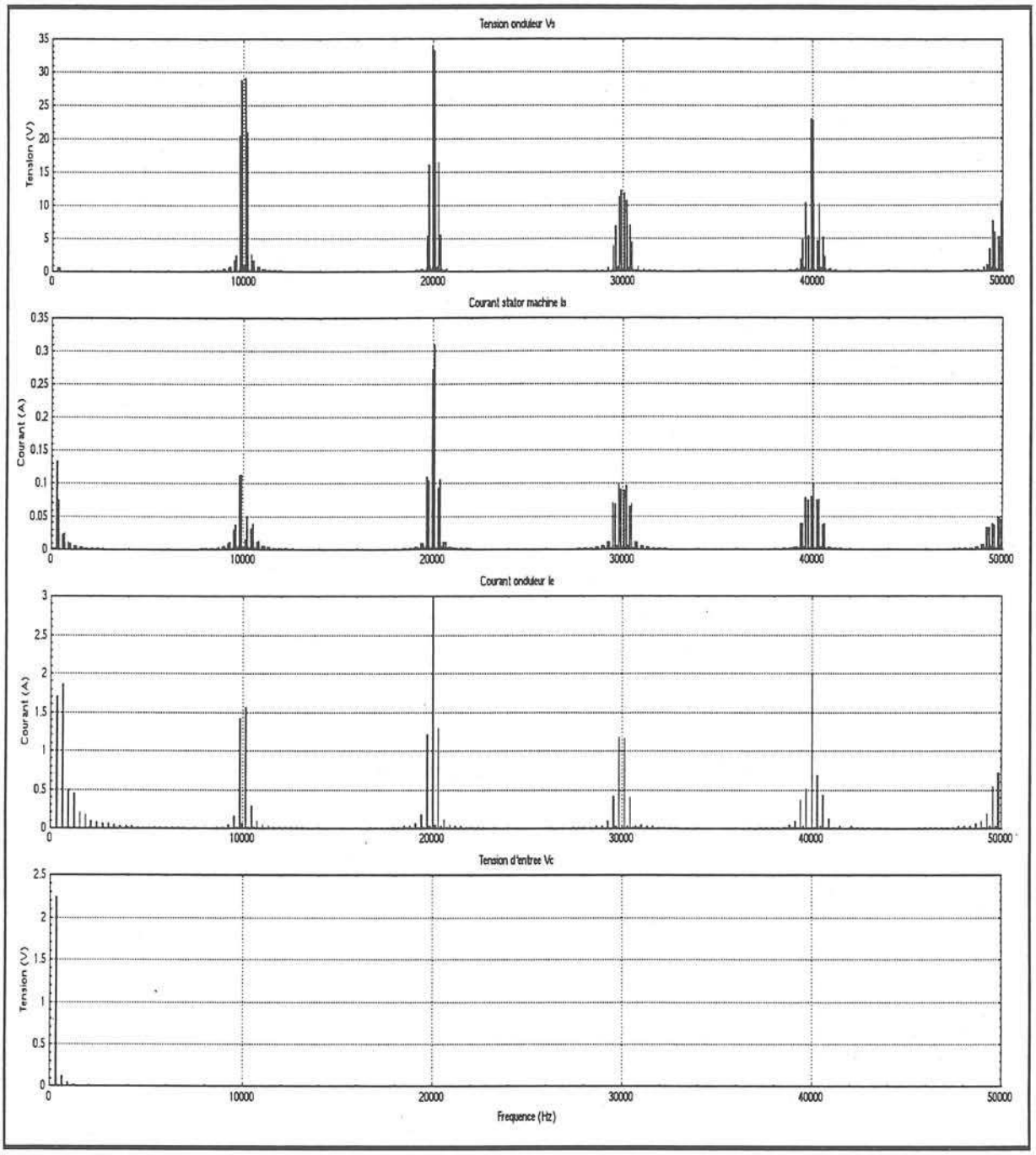


Figure 4-10 Spectres des principales grandeurs calculées

Si on considère par exemple le courant machine, on observe l'apparition de raies autour de la fréquence de redressement (300 Hz). Par ailleurs l'amplitude des harmoniques précédents (figure 4-1) augmente sensiblement sur toute l'étendue du spectre. On peut donc en déduire que le redressement joue un rôle sur les raies générées par le convertisseur statique. Cependant ces raies restent très petites devant le fondamental.

Les harmoniques hautes fréquences du courant en entrée de l'onduleur sont toujours bien filtrés par l'impédance de l'alimentation ; en revanche les harmoniques dus au redressement se retrouvent de manière significative dans la tension v_Z (figures 4-7 et 4-11). Malgré tout, on voit que les ondulations basse fréquence de la tension v_C n'augmentent pas par rapport à la tension calculée lorsqu'on néglige

les harmoniques de courant de la machine (en la remplaçant par une source de courant triphasée) (figure 4-12). Les harmoniques de v_Z en s'ajoutant à la tension v_e d'alimentation de l'ensemble ont donc une action à peu près négligeable sur la tension v_C. La combinaison de l'ondulation avec les harmoniques de MLI n'a pas non plus de conséquence remarquable sur le spectre de v_C. Cependant l'approximation qui consiste à utiliser le modèle simplifié (figure 4-12), n'est plus aussi bonne qu'au paragraphe 2.

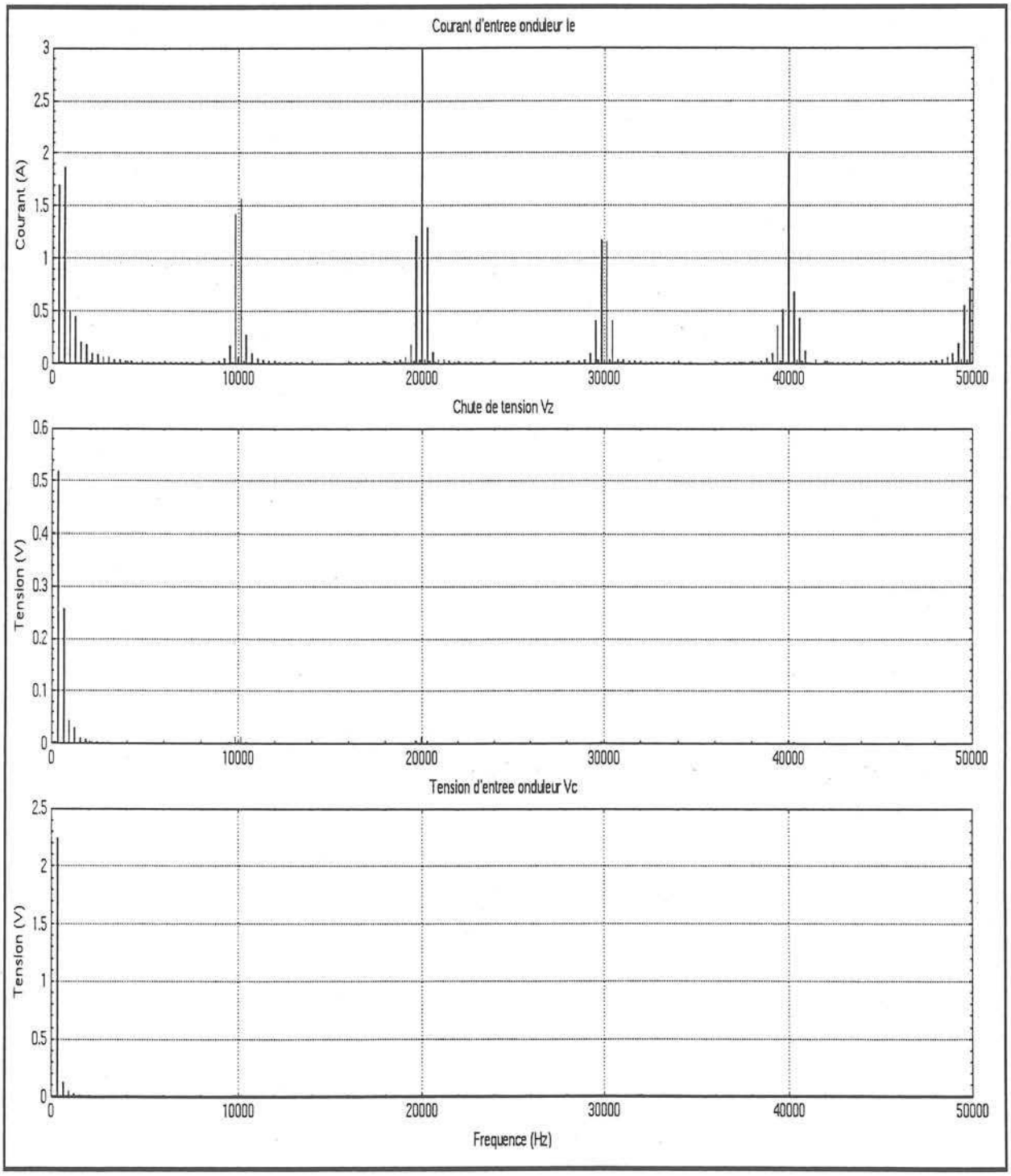


Figure 4-11 Grandeurs d'entrées calculées avec le modèle complet

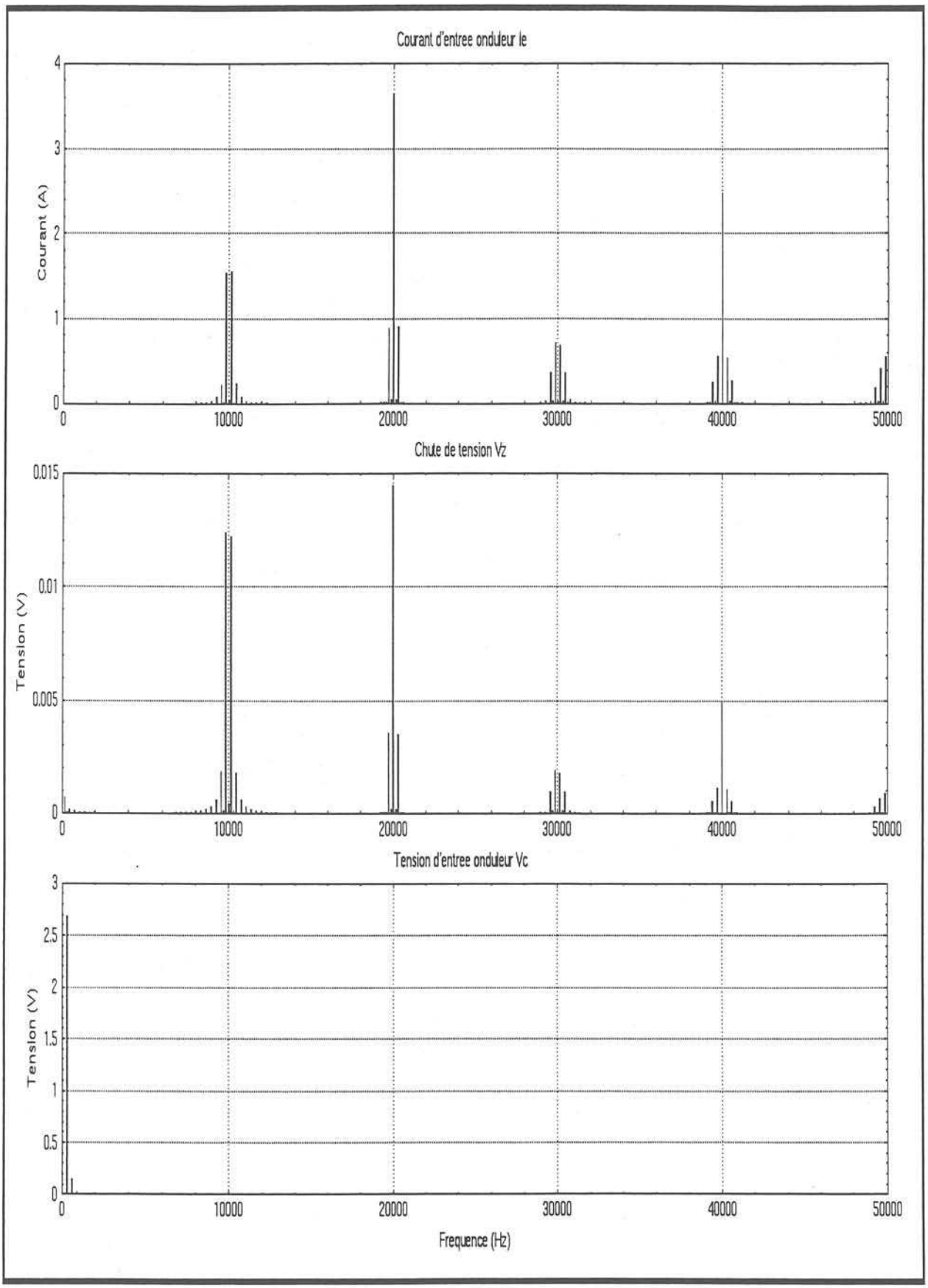


Figure 4-12 Grandeurs d'entrées calculées avec le modèle simplifié de la machine

4. INFLUENCE DES SOUS-HARMONIQUES SUR L'ENSEMBLE ELECTRO-MECANIQUE

Remarque préliminaire : Dans la suite, et par abus de langage, on désignera par sous-harmonique toute fréquence d'ordre non entier (inférieure ou supérieure à la fréquence fondamentale).

4.1. Etude des sous-harmoniques de découpage pour un modèle simplifié d'alimentation

Un signal contient des sous-harmoniques s'il résulte de la combinaison de signaux de fréquences différentes dont le rapport n'est pas entier. C'est le cas de la tension de sortie de l'onduleur lorsque la porteuse et la modulante de la MLI ne sont pas synchrones, c'est à dire lorsque la période de modulante ne contient pas exactement un nombre entier de périodes de porteuse. Il s'agit malheureusement du cas le plus couramment rencontré.

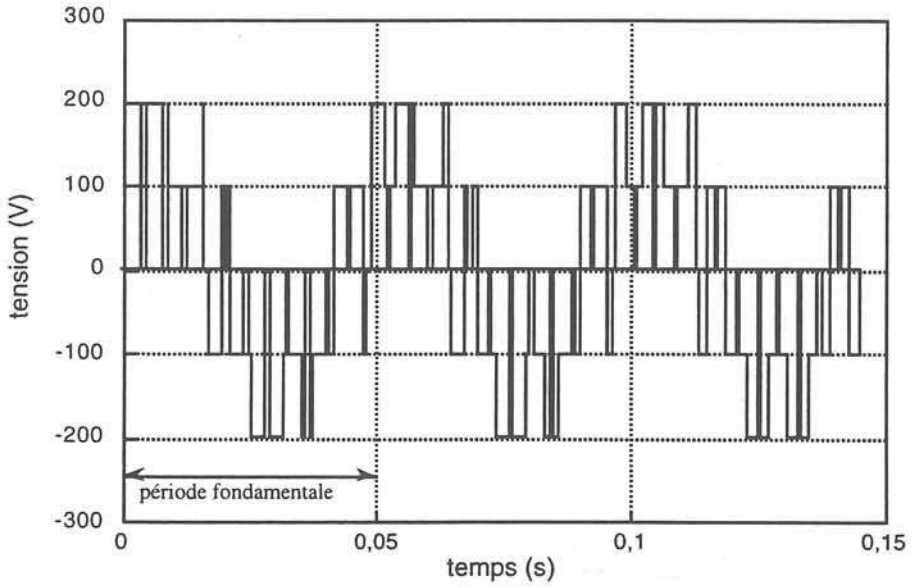


Figure 4-13 Représentation de 2 périodes fondamentales de MLI asynchrone (f_S=20 Hz, m=6,21)

Le signal qui en résulte n'est pas périodique car d'une période du signal modulant (fondamentale) à une autre, la suite des phases des commutations, et donc des séquences de conduction change comme on le voit sur la figure 4-13 pour un fondamental de 0,05 s, et un indice de modulation fixé à 6,21. Dans le cas général cette situation complique l'analyse harmonique puisque le spectre d'un signal non périodique est de nature continue. Il est préférable, pour simplifier les calculs et la compréhension des phénomènes, de conserver des spectres discrets et donc des grandeurs périodiques. Pour cela on considère des fréquences dont le rapport, (l'indice de modulation de la MLI) est un nombre rationnel. Ainsi au bout d'un nombre entier de périodes, on retrouve le synchronisme. Ce procédé permet de conserver artificiellement une périodicité, et donc des spectres discrets.

Par exemple, si on appelle f_s la période de modulation, qui est aussi la fréquence statorique de la

machine asynchrone et f_d la période de découpage de la MLI, on les choisira de manière à avoir un indice de modulation de la forme $m=f_d/f_s=p/q$, que l'on peut écrire $p.f_s=q.f_d$. Ainsi, dans q périodes du signal de fréquence f_s, on trouve p périodes du signal de fréquence f_d. La figure 4-14 donne l'exemple d'une tension obtenue avec une MLI vectorielle à f_S=20 Hz et un indice de modulation m=16/3=5,33 : au bout de trois périodes fondamentales, le même motif de commutation revient. Le spectre de ce signal possède une composante à 6,66 Hz.

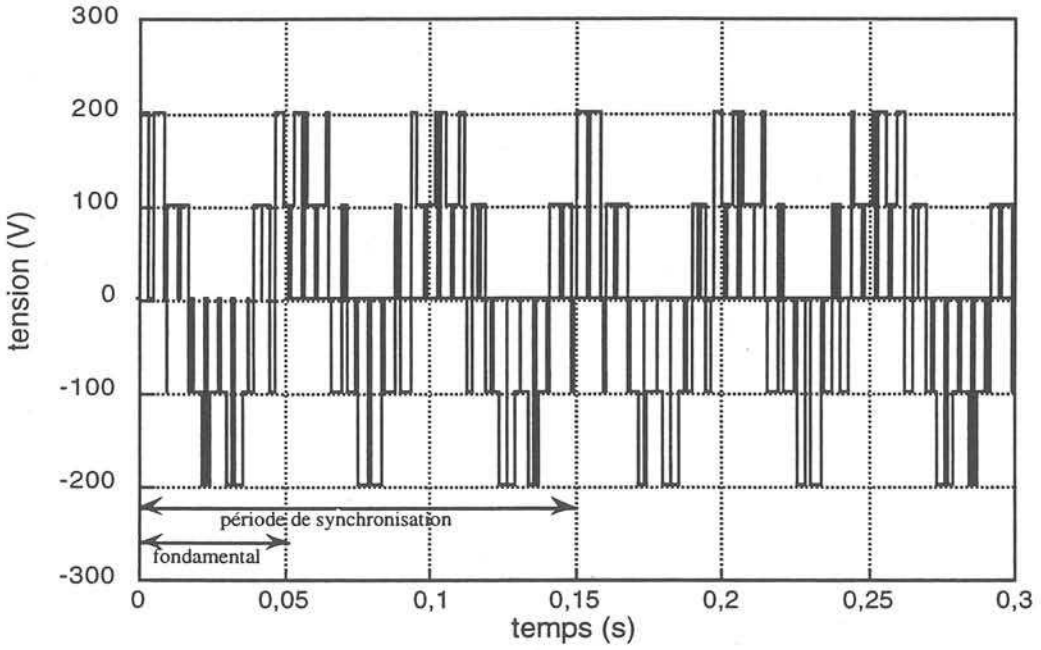


Figure 4-14 Représentation d'un signal MLI vectoriel synchronisé sur 3 périodes (f_S=20 Hz, m=5 + 1/3)

Les harmoniques de tensions produits par l'onduleur ont été calculés avec le modèle représenté sur la figure 4-15, où l'alimentation est assimilée à une source de tension constante. Le modèle étant simple, la tension analysée a la forme de créneaux et la transformée de Laplace permet d'obtenir facilement son spectre (cf chapitre 3 3.1.).

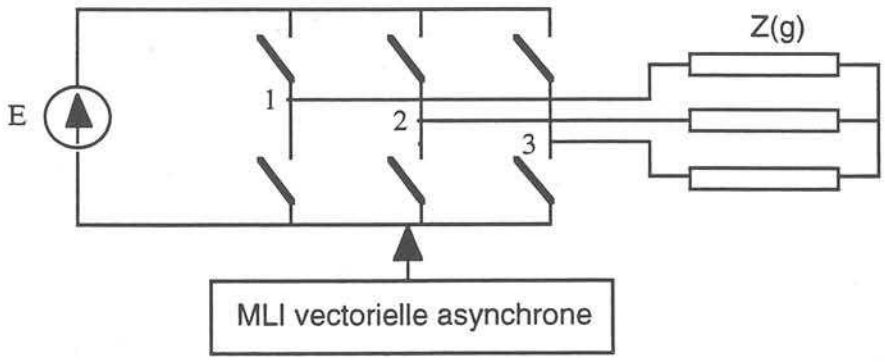


Figure 4-15 Schéma de modélisation du système

Dans ces conditions on peut facilement effectuer plusieurs analyses harmoniques en faisant varier le rapport des fréquences f_d et f_s de la manière suivante : pour une valeur de q fixée, on fait varier l'indice p de façon à rester entre deux valeurs entières de l'indice de modulation ($m_0 < m < m_0 + 1$).

$m = p/q = m_0 + k/q$ avec $1 \leq k \leq q-1$

soit $m_0.q \leq p \leq (m_0 + 1).q - 1$

A condition que q soit un nombre premier, cette MLI pseudo-asynchrone se synchronise en q périodes T_s ($=1/f_s$). La fréquence de base du spectre est donc égale à f_s/q. Le pas de discrétisation du spectre est d'autant plus petit que le nombre de périodes de synchronisation est grand.

Les sous-harmoniques les plus gênants pour le couple de la machine correspondent aux plus basses fréquences, inférieures à f_s; les valeurs du glissement et donc de l'impédance équivalente de la machine sont faibles à ces fréquences, ce qui risque de générer des courants parasites importants. Pour un indice de modulation voisin de 200 et une synchronisation en 23 périodes, ils sont représentés sur la figure 4-16.

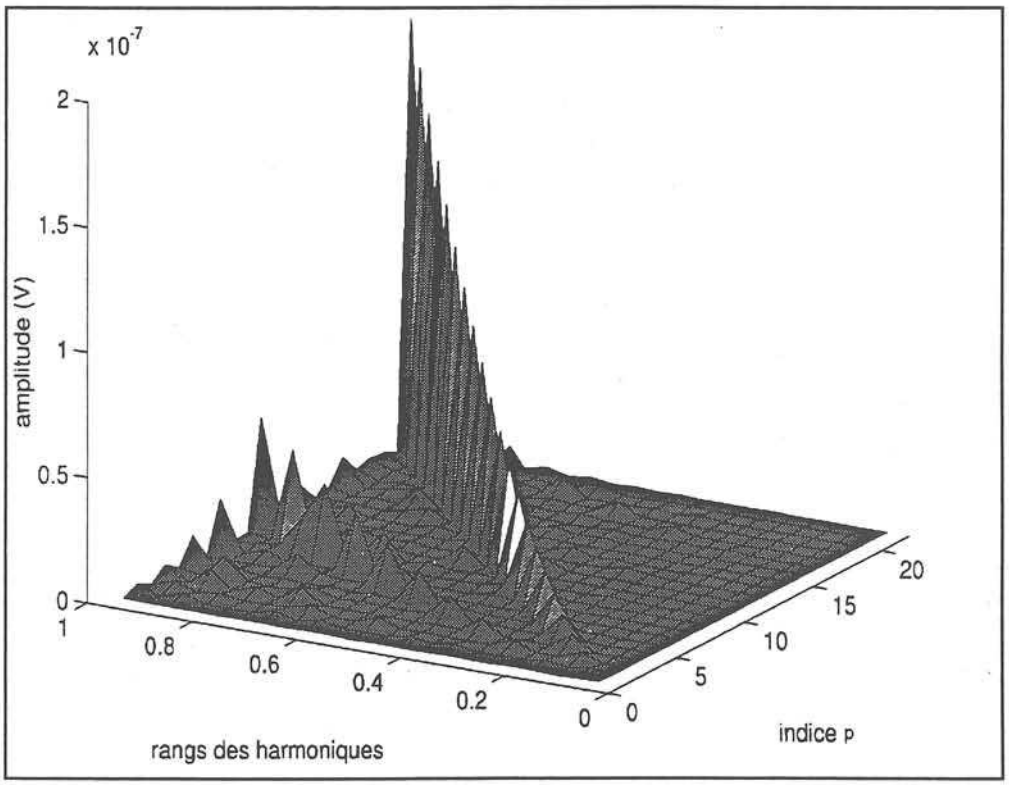


Figure 4-16 Spectre des sous-harmoniques de tension inférieurs au fondamental (m voisin de 200)

Ce diagramme met en évidence l'influence de l'indice de modulation sur la localisation des principaux sous-harmoniques, mais on constate que dans tous les cas, leurs valeurs restent négligeables par rapport à celle du fondamental. Les courants résultants dans une phase de la machine, calculés à partir de l'impédance équivalente de la machine sont donnés par la figure 4-17 et ne montrent pas non plus de valeurs susceptibles de perturber le couple.

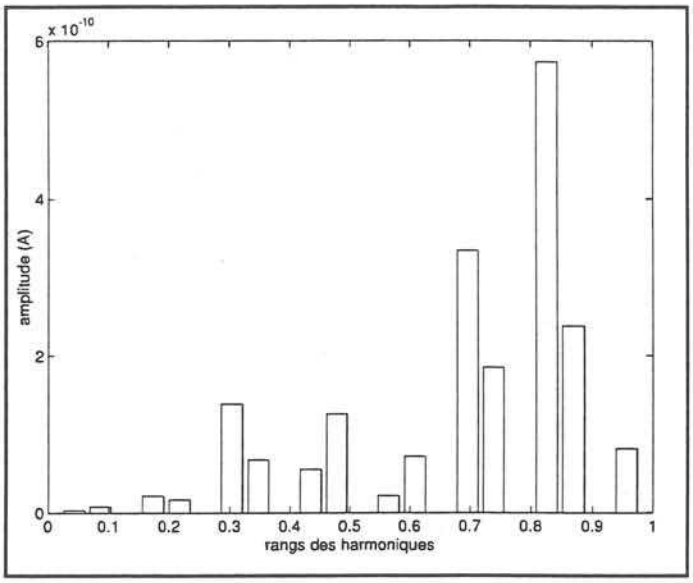


Figure 4-17 Spectre des sous-harmoniques de courant inférieurs au fondamental (m = 200+3/23)

En raison de la valeur élevée de l'indice de modulation, les décalages des commutations entre deux périodes du fondamental, dus à l'asynchronisme de la MLI sont très petits, ce qui explique la faible amplitude des harmoniques.

Les spectres précédents sont recalculés pour des indices de valeurs voisines de 6. Ils sont représentés sur les figures 4-18 et 4-19.

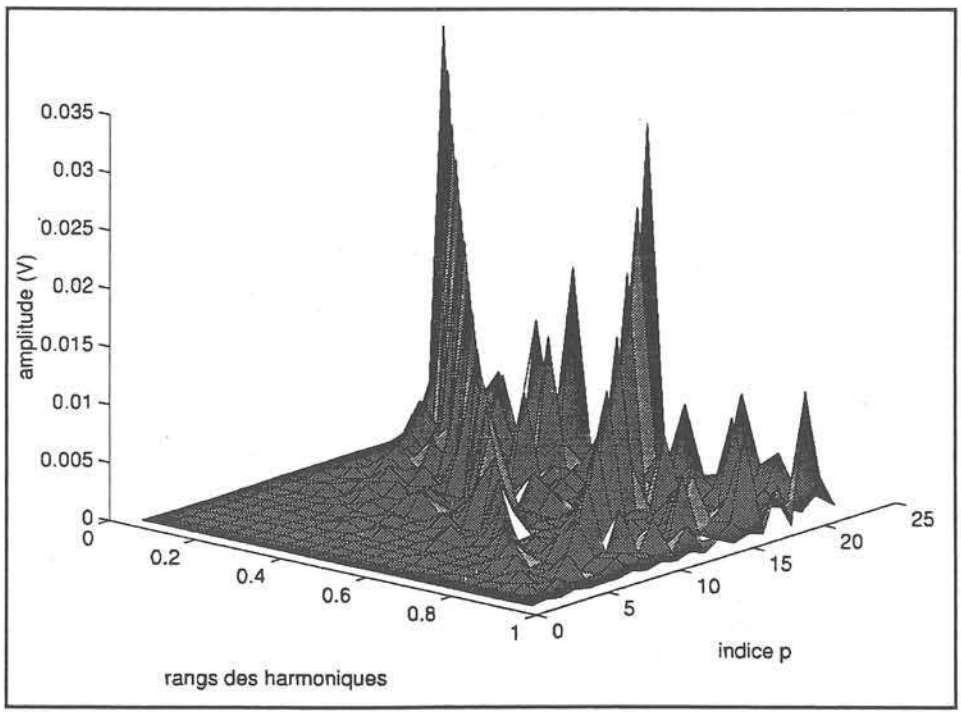


Figure 4-18 Spectres des sous-harmoniques de tension inférieurs au fondamental (m voisin de 6)

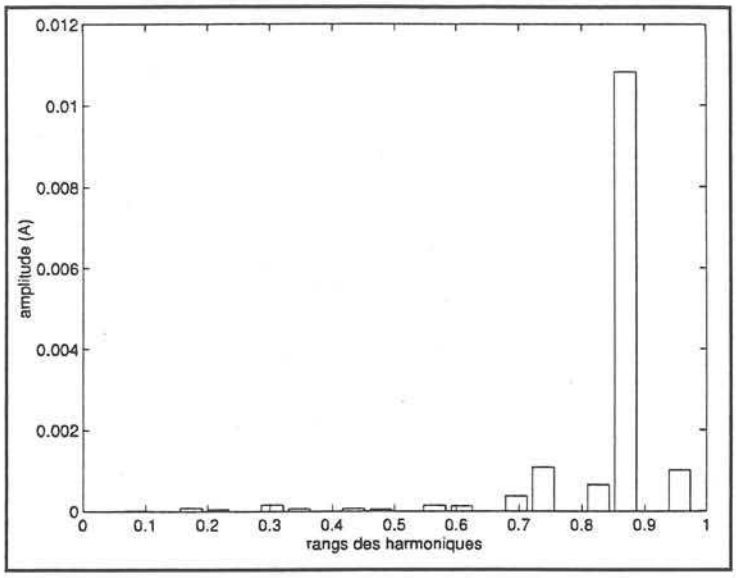


Figure 4-19 Spectres des sous-harmoniques de courant inférieurs au fondamental (m=6+3/23)

On constate que même avec un indice de modulation faible, les sous-harmoniques de tension ne dépassent pas quelques dizaines de mV et les sous-harmoniques de courant quelques mA pour un fondamental de l'ordre de 10 Ampères.

Cette première étude montre qu'une MLI asynchrone produit très peu de sous-harmoniques dans un ensemble onduleur-machine. Le choix d'un modèle simple ne remet pas en cause ce résultat étant donnée la faiblesse des couplages constatée au début du chapitre. Pourtant, nombreuses sont les applications dont le fonctionnement est perturbé par la présence de sous-harmoniques qui ont nécessairement une autre origine que le seul asynchronisme de la commande du convertisseur par rapport à la MLI.

4.2. Etude des sous-harmoniques de commande et de redressement pour un modèle complet du système

4.2.1. Présentation générale

On a vu que l'alimentation du convertisseur fournit des ondulations de redressement dont l'influence n'est pas négligeable sur les spectres des grandeurs analysées. Or, la machine étant commandée à fréquence f_s variable, la fréquence de travail du redresseur f_{red}, qui est généralement la fréquence du réseau 50 Hz, et f_s sont rarement synchrones. On va donc étudier l'influence de ce second type d'asynchronisme au moyen de notre méthode de Laplace. Le montage considéré est représenté sur la figure 4-20. Il s'agit toujours du même système, mais le redressement pris en compte est cette fois monophasé. C'est le cas le plus gênant puisque la fréquence fondamentale d'ondulation (100 Hz) est plus basse qu'en triphasé, donc plus proche du fondamental produit par l'onduleur, et l'amplitude de ces ondulations est plus élevée. Ce système est typique de certains véhicules de traction ferroviaire. Le modèle ne prend en compte que la composante fondamentale du redressement, soit une

ondulation sinusoïdale à 100 Hz.

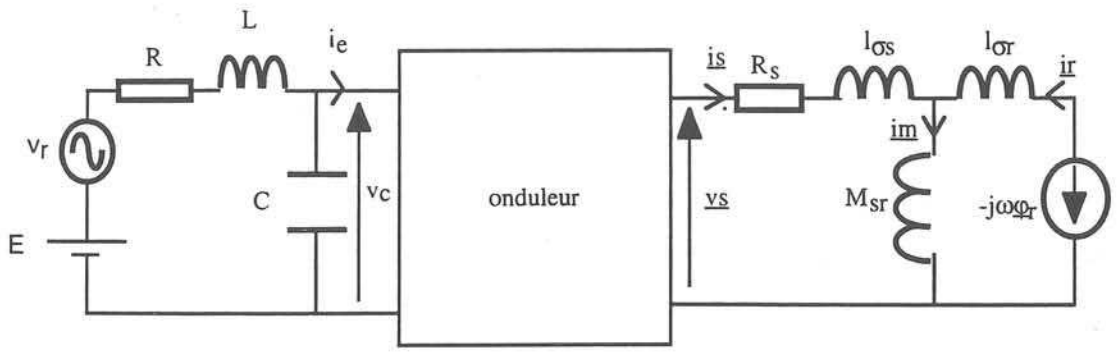


Figure 4-20 Schéma du modèle d'étude des sous-harmoniques de redressement

On reprend les hypothèses énoncées au chapitre 1 à savoir :

- les interrupteurs sont parfaits,
- le moteur fonctionne à vitesse constante en régime permanent.

Les valeurs des paramètres de l'alimentation sont recalculées de la manière suivante :

- On considère que la tension crête du réseau vaut $V_{max\ réseau} = 470$ V, ce qui amène, en conduction continue du redresseur, à une valeur moyenne de la tension redressée $E = 2*V_{max\ réseau}/\pi = 300$ V, et une ondulation à 100 Hz d'amplitude $V_r = 200$ V.
- Les paramètres du filtre sont choisis de manière à avoir environ 30 V d'ondulation sur la tension v_c en entrée de l'onduleur : R = 1 Ω, L = 54 mH, C = 485 µF.

4.2.2. Objectif de l'étude

Trois fréquences différentes sont présentes dans le montage :

f_s : c'est la fréquence de la grandeur de commande de l'onduleur (modulante), c'est à dire aussi la fréquence fondamentale des grandeurs au stator de la machine.

f_{red} : c'est la fréquence du fondamental de l'ondulation de redressement.

f_d : c'est la fréquence de découpage de la MLI (porteuse).

En pratique ces fréquences ne sont pas synchrones, ce qui est source de sous-harmoniques de tensions, de courants, et d'ondulations de couple :

f_{red} est fixe et égale à 2 $f_{réseau}$.

f_d est également fixe, déterminée par construction de la commande.

f_s varie puisque la vitesse du moteur est réglable à partir de la commande de l'onduleur ; elle est donc en général asynchrone des deux autres.

Pour simplifier l'étude, dans toute la suite f_d et f_{red} sont supposées synchrones. En conséquence, si f_s est synchrone de f_{red}, par transitivité elle est aussi synchrone de f_d.

On va considérer d'abord le cas où f_s est asynchrone du réseau, mais synchrone du découpage

(MLI synchrone), afin de calculer l'amplitude des sous-harmoniques de redressement, en identifiant les paramètres dont ils dépendent. On examinera ensuite le cas ou f_s est asynchrone de f_d et de f_{red}, afin de comparer les contributions respectives de la désynchronisation par rapport au réseau et de la désynchronisation par rapport au découpage dans les sous-harmoniques observés, ainsi que leurs éventuelles interactions.

Concrètement, on analysera les grandeurs v_c, $\underline{v_s}$, et $\underline{i_s}$, et l'on observera leurs spectres dans les différents cas considérés.

4.2.3. Choix des fréquences de travail

L'action de l'onduleur revient à multiplier la tension v_c par un signal en créneau de fréquence fondamentale f_s. Donc les principaux sous-harmoniques de v_s sont issus du produit du fondamental de l'ondulation de v_c à f_{red} avec le fondamental de la commande à f_s. Ce produit de sinusoïdes donne deux composantes de fréquences f_s+f_{red} et f_s-f_{red}. L'opération revient dans le domaine fréquentiel, à un produit de convolution.

Si on considère l'ondulation sinusoïdale de redressement sous la forme :

$v_{red}(t) = V_{red}.\sin(\omega_{red}t+\phi_{red})$

En sortie de l'onduleur la composante triphasée de la tension $\underline{v_s}$ issue de l'ondulation et du fondamental de la commande, s'exprime pour la phase 1, β étant l'amplitude de la consigne de l'onduleur :

$$v_{sred1} = \beta.\sin(\omega_s t+\phi_s).V_{red}.\sin(\omega_{red}t+\phi_{red})$$
$$= \beta V_{red}/2.(\cos((\omega_s-\omega_{red})t+\phi_s-\phi_{red}) - \cos((\omega_s+\omega_{red})t+\phi_s+\phi_{red})$$

De même pour les phases 2 et 3 :

$$v_{sred2} = \beta V_{red}/2.(\cos((\omega_s-\omega_{red})t+\phi_s-\phi_{red}-2\pi/3) - \cos((\omega_s+\omega_{red})t+\phi_s+\phi_{red}-2\pi/3))$$
$$v_{sred3} = \beta V_{red}/2.(\cos((\omega_s-\omega_{red})t+\phi_s-\phi_{red}-4\pi/3) - \cos((\omega_s+\omega_{red})t+\phi_s+\phi_{red}-4\pi/3))$$

Les deux composantes sous-harmoniques de la tension v_s sont équilibrées sur les trois phases et d'amplitudes égales qui dépendent de celle de l'ondulation de v_c, et de l'amplitude de la commande. Elles font naître des courants dans les enroulements de la machine selon la valeur de l'admittance $Y_{machine}$ à f_s+f_{red} et f_s-f_{red}. Rappelons que les fréquences pour lesquelles l'admittance est la plus grande, se trouvent autour du fondamental et particulièrement au-dessous (cf figure 4-8). La fréquence f_s+f_{red} se trouve dans tous les cas au-dessus du fondamental, où $Y_{machine}$ s'atténue rapidement. Mais lorsque f_s et f_{red} sont voisins, f_s-f_{red} se retrouve proche de 0, et l'admittance $Y_{machine}$ ($f_{red}-f_s$) est maximale. C'est le cas le plus gênant pour lequel les sous-harmoniques de courant risquent d'être les plus forts. On le rencontre d'autant plus que la fréquence du redressement est basse, comme dans le cas d'un redressement monophasé.

Ces raisonnements nous amènent à considérer trois cas selon la fréquence des sous-harmoniques et les types d'asynchronismes envisagés :

1- seul le redressement est asynchrone de la fréquence statorique, et les sous-harmoniques sont

situés au-delà du fondamental, car l'écart entre f_s et f_{red} est grand.

2- Seul le redressement est asynchrone, et les sous-harmoniques sont situés de part et d'autre du fondamental, car f_s et f_{red} sont proches.

3- Le redressement et la MLI sont asynchrones de la fréquence statorique, et les sous-harmoniques sont situés de part et d'autre du fondamental.

Dans chaque cas la vitesse de la machine sera ajustée en fonction du choix des fréquences, de manière à conserver un glissement à peu près constant.

4.2.4. Résultats et analyse

1er cas : redressement asynchrone et fréquence des battements supérieure à f_s

On donne aux fréquences les valeurs suivantes :

f_{red} = 100 Hz

f_s = 15 Hz

f_d = 1500 Hz

La machine tourne à 435 tr/mn.

Le fondamental f_s est uniquement asynchrone du réseau puisque l'indice de modulation de la MLI est entier : il vaut 1500/15 = 100.

$f_{red}/f_s = 20/3 \Leftrightarrow 3T_s=20T_{red}$ donc la synchronisation du redressement se fait sur 3 périodes fondamentales T_s. Par conséquent le pas de fréquence du spectre vaut $1/3T_s = f_s/3 = 5$ Hz.

Les fréquences des sous-harmoniques correspondent dans le spectre à 5n Hz, n étant un entier non multiple de 3 (si n est multiple de 3 l'harmonique est de rang entier).

D'après le paragraphe précédent les principaux sous harmoniques correspondent aux fréquences : $f_s - f_{red}$ = 85 Hz (17x 5 Hz) et $f_s + f_{red}$ = 115 Hz (23x5 Hz).

Les spectres obtenus dans ce cas pour v_c, $\underline{v_S}$, et $\underline{i_S}$ sont représentés sur la figure 4-21.

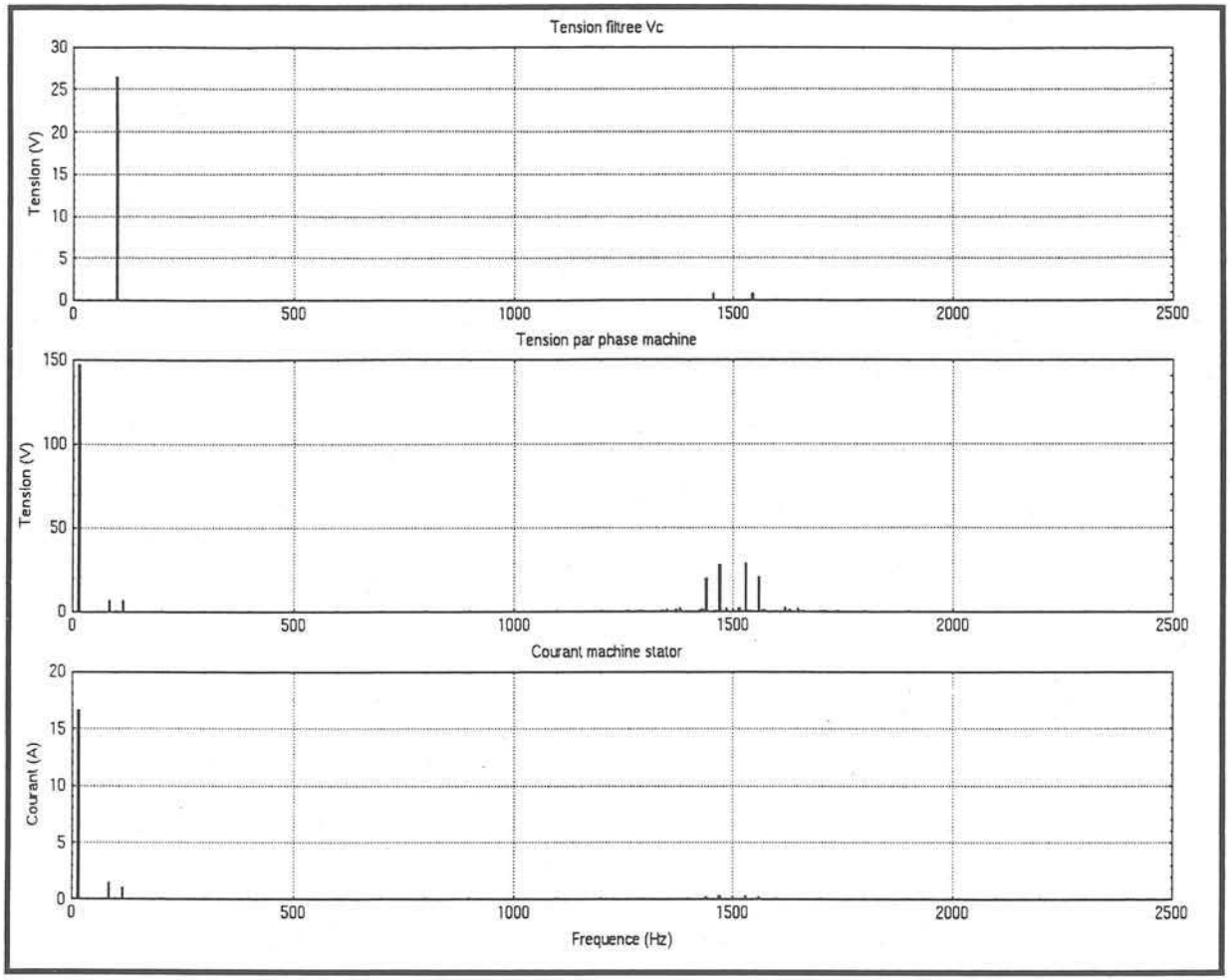


Figure 4-21 Spectres calculés dans le cas 1

Comme on l'avait prévu (§ 4.2.3.) la figure 4-21 montre que les sous-harmoniques basse fréquence ($f_s - f_{red}$ et $f_s + f_{red}$), du courant i_S sont peu significatifs par rapport au fondamental de 16 A, puisqu'ils valent entre 1 et 1,5 A. Cependant ces valeurs ne sont déjà pas totalement négligeables.

On a calculé que les mêmes sous-harmoniques pour la tension v_S représentent 5,3 % du fondamental, alors que les sous-harmoniques du courant i_S représentent :

9,1 % du fondamental à 85 Hz,

7,5 % du fondamental à 115 Hz.

Donc l'admittance équivalente de la machine entraîne une amplification relative des sous-hamoniques qui reste très minime dans ce cas.

D'autre part, les sous-harmoniques issus de la combinaison de l'ondulation de redressement et des fréquences de découpage de la MLI sont tout à fait négligeables.

Enfin, la tension v_C ne subit pas de perturbation notable en haute fréquence mais se trouve légèrement diminuée à la fréquence du redressement par suite du couplage aval-amont : il est probable que les deux principaux sous-harmoniques de courant machine reinjectés par l'onduleur et filtrés par l'impédance du filtre d'alimentation soient responsables des quelques Volts qui s'ajoutent à l'ondulation théorique en l'absence de couplage.

2° cas : redressement asynchrone et fréquences de battements de part et d'autre de f_s

Les fréquences choisies sont les suivantes :

f_{red} = 100 Hz

f_s = 6.100/7 Hz = 85,71 Hz

f_d = 1800 Hz

La machine tourne à 2340 tr/mn.

L'indice de modulation de la MLI vaut f_d/f_s= 21.

f_s est seulement asynchrone du réseau : $f_{red}/f_s = 7/6 \Leftrightarrow 6\ T_s = 7\ T_{red}$, donc la synchronisation s'effectue sur 6 périodes du fondamental ($6T_s$ = 0,07 s) ou encore 7 périodes de redressement T_{red}.

Le pas de fréquence du spectre vaut : 100n/7 Hz (les harmoniques entiers correspondant aux n multiples de 7)

les deux principaux sous-harmoniques de redressement sont à : $f_{red} - f_s$ = 100/7 = 14,28 Hz et

$f_s + f_{red}$ = 13*100/7 = 185,71 Hz

Les spectres donnés par ce calcul sont représentés sur la figure 4-22 suivante :

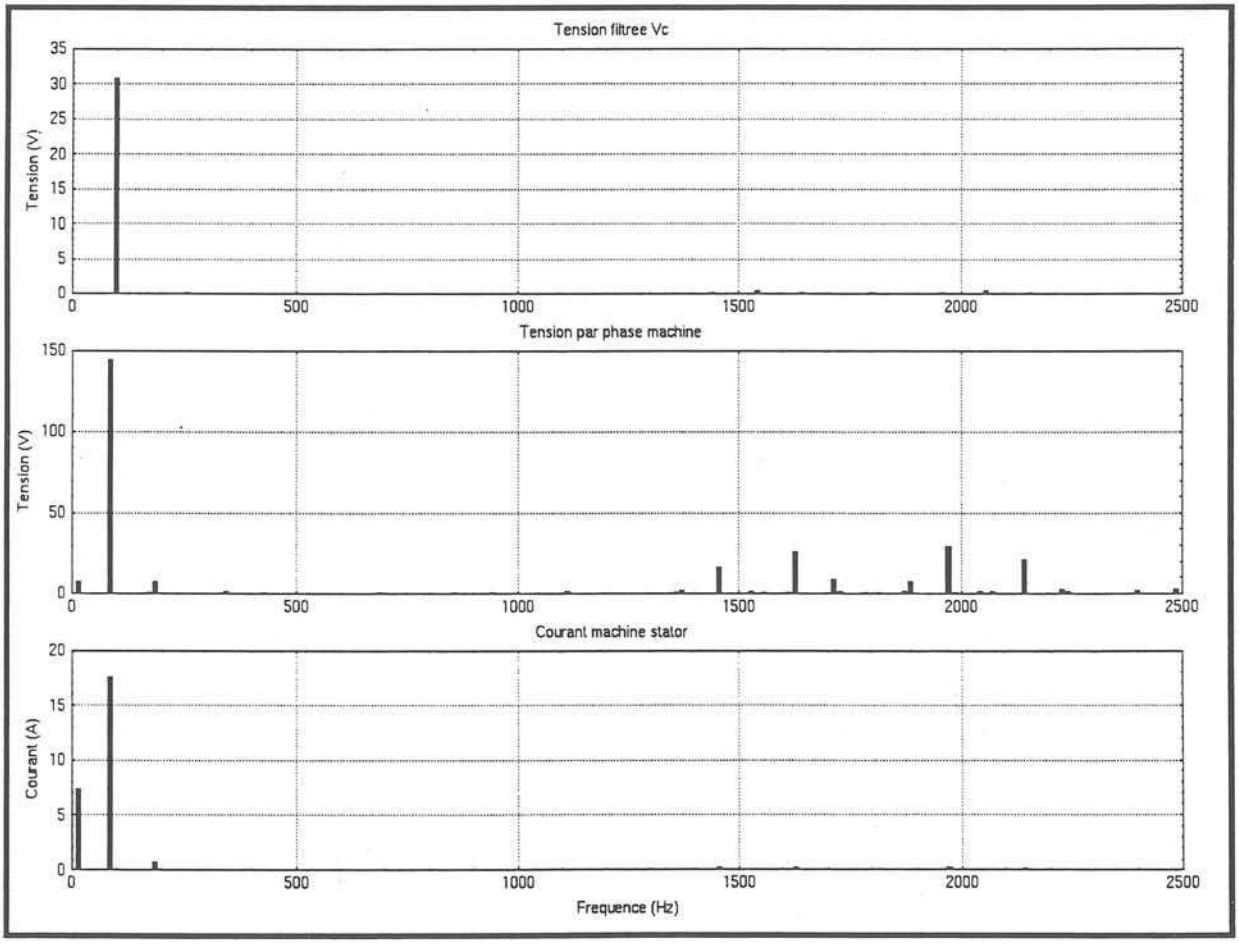


Figure 4-22 Spectres calculés dans le cas 2

Les résultats de ce calcul confirment que le sous-harmonique de fréquence la plus basse qui se trouve à 14,2 Hz est fortement amplifié par la machine puisqu'on trouve un courant de 7 A à cette fréquence dans les enroulements de la machine. La mesure de l'amplification relative donne : 5,3 % du

fondamental pour v_S, contre 41 % du fondamental pour i_S.

Au contraire le sous-harmonique $f_s + f_{red} = 185,7$ Hz est atténué et ne vaut plus pour i_S que 5,1 % du fondamental, contre 5,3 % dans le spectre de v_S.

Au contraire du cas précédent, l'ondulation de la tension v_c est très peu modifiée en dépit des sous-harmoniques plus élevés. Ce phénomène n'est pas expliqué à ce jour.

3° cas : redressement et MLI asynchrones, battements de redressement de part et d'autre de f_s

Dans ce cas les fréquences choisies sont les suivantes :

$f_{red} = 100$ Hz

$f_s = 6*100/7$ Hz $= 85,71$ Hz

$f_d = 1600$ Hz

Il s'agit du même cas que le précédent mais avec une MLI asynchrone dont l'indice de modulation vaut $f_d/fs = 56/3 = 18,66$.

$f_d/fs = 56/3 \Leftrightarrow 3\ T_s = 56\ T_d$ donc la synchronisation de f_s et f_d s'effectue sur 3 périodes du fondamental donc a fortiori sur les 6 périodes qui assurent la synchronisation du redressement.

La figure 4-23 présente les spectres calculés dans ce cas.

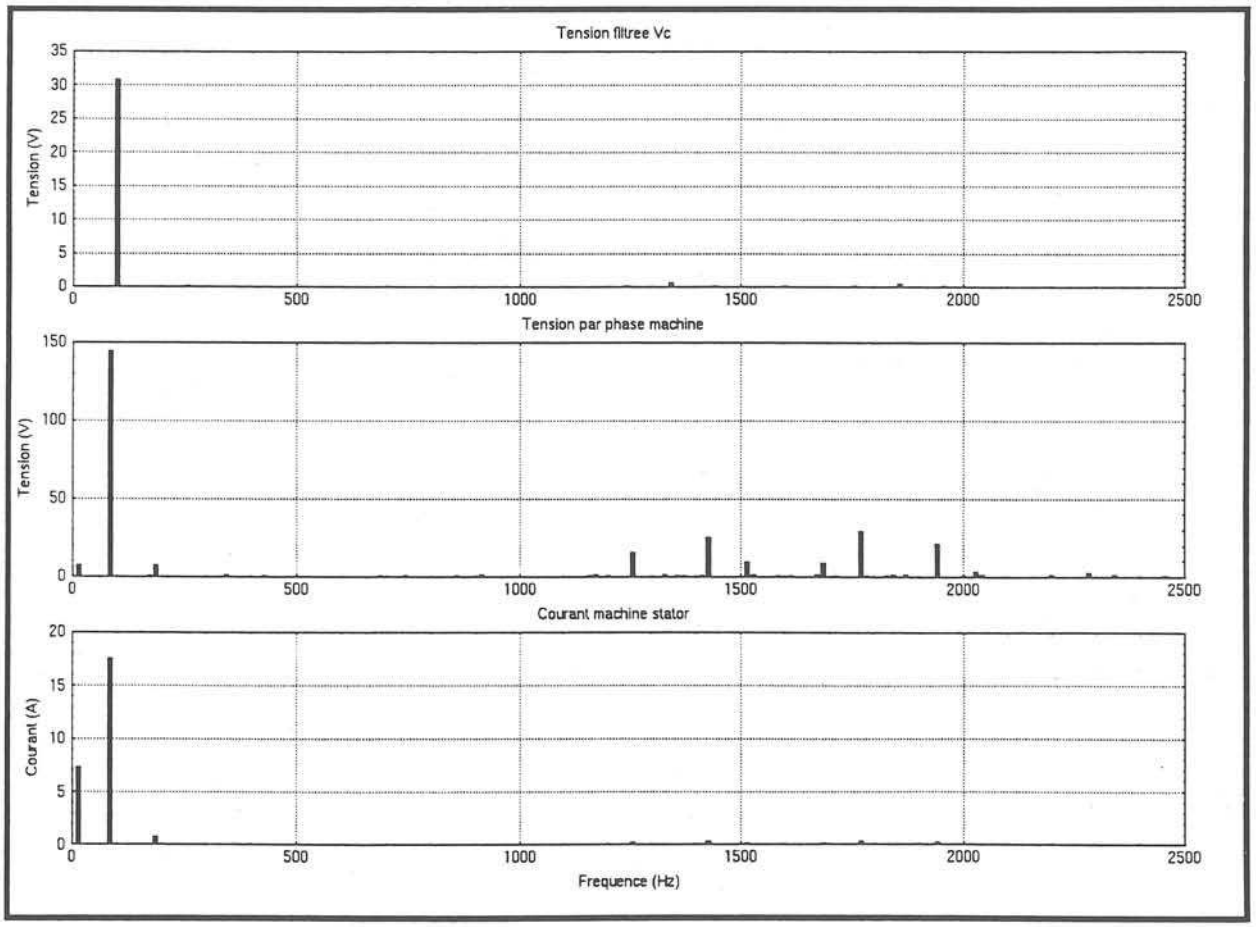


Figure 4-23 Spectres calculés dans le cas 3

Dans les cas 1 et 2, (figures 4-21 et 4-22), la plupart des sous-harmoniques ont des amplitudes nulles. Dans ce cas au contraire, on trouve des valeurs éventuellement petites mais non nulles à toutes

les fréquences : c'est l'effet de la désynchronisation de la MLI qui se manifeste dans tout le spectre par combinaison des harmoniques de chaque fréquence, mais dont l'intensité reste tout à fait négligeable par rapport à l'effet de la désynchronisation du redressement. D'autre part les sous-harmoniques de redressement augmentent très peu par rapport au cas précédent, ce qui montre l'absence d'interaction entre les deux asynchronismes.

Finalement, comme on le supposait, l'influence des battements de la MLI semble négligeable devant ceux que provoque le redressement.

Vérification des calculs sur un cas synchrone

Pour vérifier la validité des calculs on considère finalement un cas où toutes les fréquences sont synchrones :

f_{red} = 100 Hz

f_s = 200 Hz

f_d = 1800 Hz

En analysant les signaux tension et courant sur un intervalle de temps de 0,07 s correspondant à 14 périodes fondamentales, afin d'avoir le même échantillonnage en fréquence que dans les cas 2 et 3, on vérifie qu'aucun sous-harmonique n'apparaît dans les spectres obtenus : pour toutes les fréquences dont les rangs ne sont pas entiers l'amplitude est nulle avec une grande précision (10^{-11}).

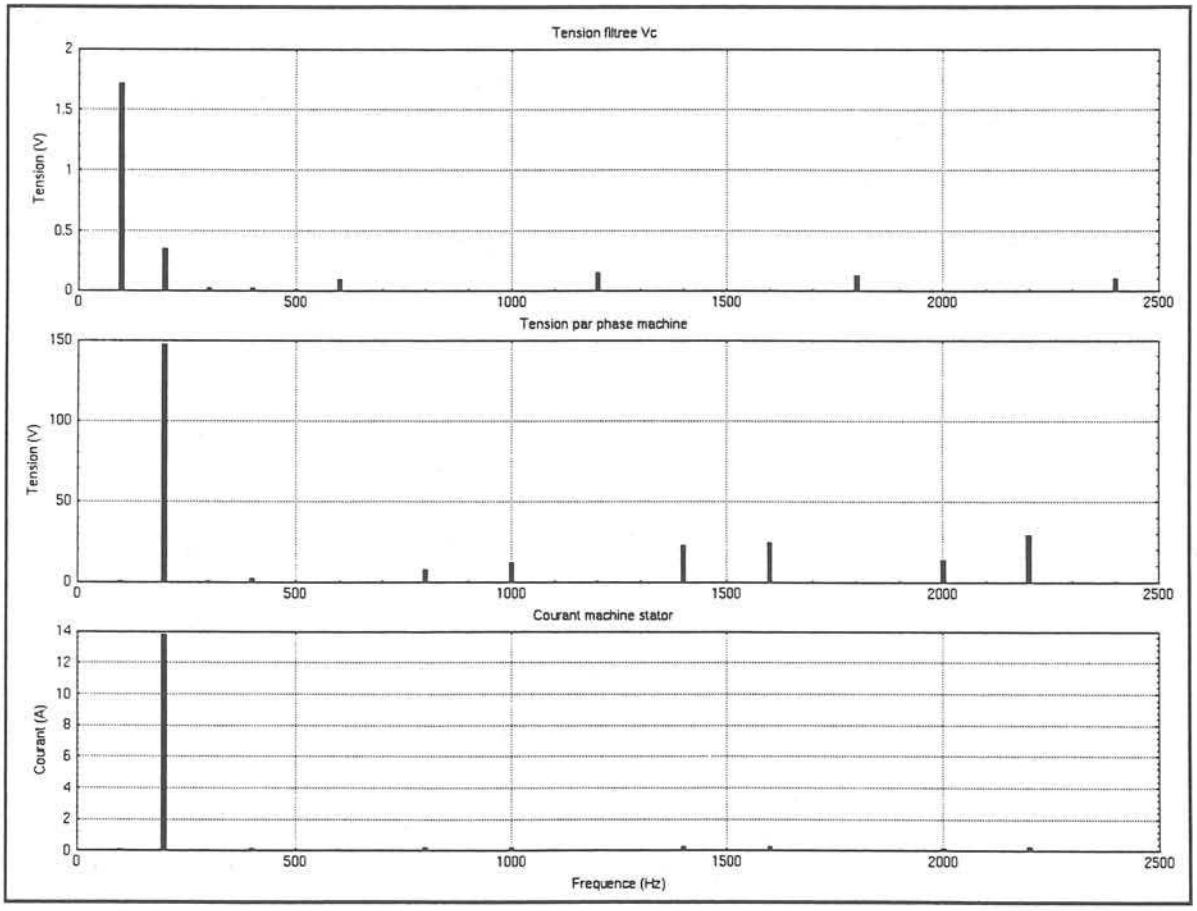


Figure 4-24 Spectres calculés dans le cas 4

Ce calcul, illustré par la figure 4-24, montre la validité de la méthode employée, et enlève tout doute sur l'existence de "faux sous-harmoniques" dus à des erreurs ou des "bruits" de calcul.

4.3. Conclusion

On a montré que la contribution essentielle aux sous-harmoniques qui apparaissent dans l'alimentation et la machine vient de l'asynchronisme de la commande par rapport au redressement et non à celui de la commande par rapport à la MLI, dont l'influence reste négligeable.

Lorsque les fréquences de redressement et de commande sont très proches, l'ondulation de la tension d'entrée donne naissance dans les enroulements de la machine à de grandes ondulations de courant à très basse fréquence. Dans le cas contraire, elles restent significatives, mais sont nettement plus faibles relativement au fondamental.

Les harmoniques et sous-harmoniques de MLI et les sous-harmoniques basse fréquence, semblent peu perturber la tension v_c. Cependant, à l'issue de ces calculs, il n'est pas encore possible de valider un modèle simplifié du système qui néglige l'une et/ou l'autre de ces perturbations, car leur influence respective n'a pas été clairement déterminée.

Cette étude effectuée pour la principale fréquence du redresseur, peut être menée de la même manière pour toutes les autres fréquences du spectre de redressement monophasé ou triphasé, et dans la mesure où le modèle est linéaire, le théorème de superposition s'applique pour obtenir l'effet global du redressement sur le système.

5. APPLICATION A LA C.E.M. : CARACTERISATION D'UN REDRESSEUR EN PONT DE DIODES DANS LA BANDE RADIOFREQUENCE (10 KHZ-30/80 MHZ)

Jusqu'à présent, nous avons utilisé l'exemple d'application d'un système électromécanique, avec comme perspective essentielle l'étude des perturbations du couple de la machine par son alimentation. Nous allons montrer dans ce paragraphe, que notre méthode d'analyse peut aussi bien s'appliquer à l'étude des perturbations envoyées vers la source d'énergie électrique, en général le réseau 50 Hz, ce qui s'inscrit dans le cadre de la compatibilité électromagnétique (CEM). Ces perturbations se situent plutôt dans les hautes fréquences, et sont souvent liées aux commutations des convertisseurs statiques. C'est pourquoi nous allons considérer un système monophasé purement électronique, plus simple que le précédent, mais avec un modèle qui prend en compte certaines imperfections des commutations.

La méthode habituelle pour étudier ces problèmes est toujours la même : le système est simulé grâce à un logiciel adapté, puis aux résultats échantillonnés de la simulation, est appliqué un algorithme d'analyse de Fourier. On va voir qu'elle peut être, plus encore cette fois, remplacée avantageusement par la méthode que nous proposons.

5.1. Cadre de l'étude

L'objectif consiste à caractériser les perturbations dues aux commutations d'un convertisseur sur la source alternative qui l'alimente, qui est en général le réseau de distribution, au moyen des méthodes d'analyse déjà présentées ou dérivées de celles-ci.

Un redresseur à diodes engendre des perturbations Basses Fréquences dans la bande 0-2 kHz que l'on appelle harmoniques (harmoniques de la fréquence industrielle). Aujourd'hui notamment dans l'objectif de respecter la norme 1000-3-2 qui fixe une amplitude limite en valeur absolue aux 40 premiers harmoniques de la fréquence industrielle, ce type de redresseur laisse sa place aux convertisseurs à absorption sinusoïdale. On remarquera en outre que les problèmes ne sont pas pour autant réglés dans la bande radiofréquence (RF).

Néanmoins des ponts de diodes sont toujours utilisables et utilisés pour des questions évidentes de coût dans certaines applications telle que télévision,... Cependant les ponts de diodes génèrent eux aussi des perturbations dans la bande RF couverte par les normes EN550XX[1]. Autant la prédiction des harmoniques basse fréquence ne pose pas de problème particulier, autant la prédiction des perturbations de la bande RF est délicate comme on va le voir.

Le phénomène perturbateur mis en cause est le blocage des diodes à l'issue de la phase d'empiètement qui provoque un front raide lorsque la tension de la charge rejoint la sinusoïde secteur. Ce front raide va bien sûr engendrer des perturbations en haute fréquence. Il s'agit d'un phénomène impulsionnel qui se renouvelle à chaque alternance (avec une périodicité de 100 Hz). Nous allons voir que cette caractéristique va poser de gros problèmes de simulation pour calculer le spectre perturbateur jusqu'à 80 MHz.

5.2. Le dispositif expérimental

Dans le domaine des radiofréquences, on décompose les bruits générés par les équipements en perturbation de mode différentiel (entre phases) et en perturbation de mode commun (entre phase et terre). De ce fait, les conditions de mesure doivent être effectuées dans des situations strictement reproductibles. Ceci implique d'intercaler entre le dispositif sous test, ici le pont de diodes, et le réseau d'alimentation, un filtre passif dont les fonctions sont les suivantes :

- assurer bien sûr l'alimentation de l'équipement,
- empêcher que d'éventuelles perturbations émanant du réseau soit attribuées à l'équipement.
- procurer un chemin de retour privilégié aux perturbations afin de les mesurer.

La figure 4-26 montre le dispositif expérimental qui doit être mis en oeuvre pour réaliser une

[1] 55014 -------> électrodomestique portable

55011 ------> ISM (industriel, scientifique et médicaux)

55022 ------> ATI (appareil de traitement de l'information)

mesure normative selon le standard EN550XX. La modélisation suppose que les diodes sont parfaites et les sources idéales et. sans pertes. Dans notre cas afin de simplifier les calculs analytiques sans dénaturer pour autant la substance du problème nous avons utilisé un RSIL simplifié. En effet l'impédance simulée du réseau en mode commun par le RSIL n'est pas variable de 5 Ω à 50 Ω, en fonction de la fréquence, mais constante sur toute la plage de fréquence et égale à 50 Ω (figure 4-26).

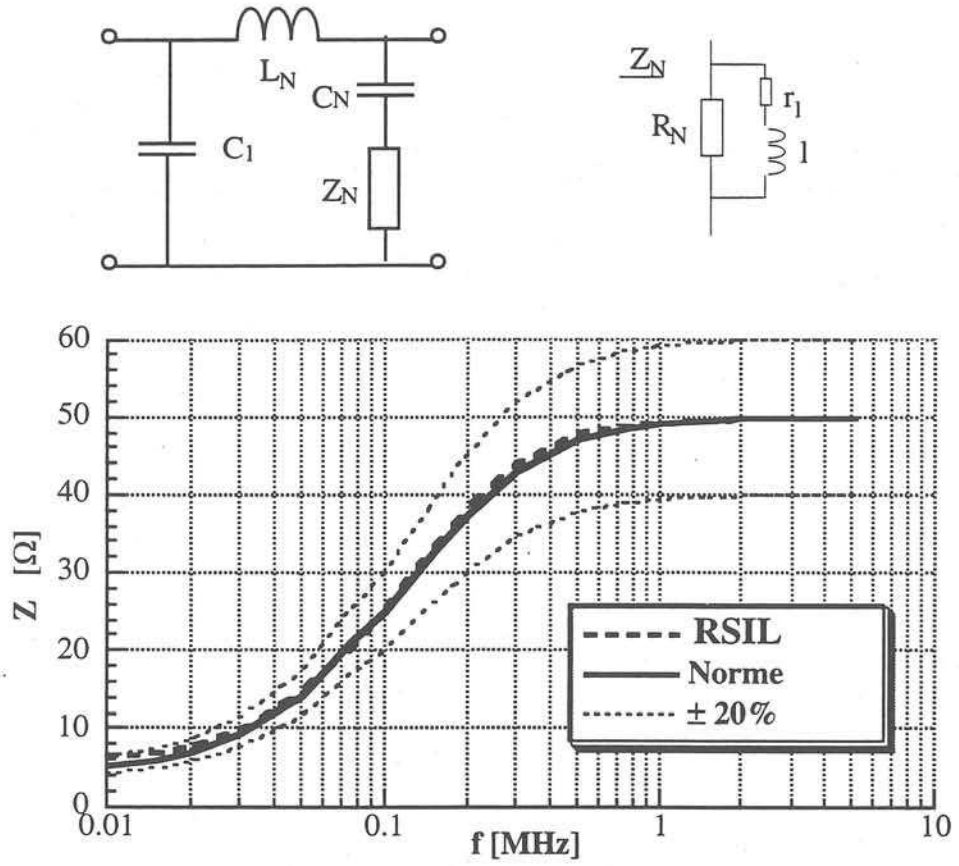


Figure 4-25 Schéma et caractéristiques du RSIL

Une image du pouvoir perturbateur du convertisseur est obtenue par la tension qui apparaît aux bornes de la résistance de mesure du RSIL de 50 Ω.

En pratique, lorsqu'on effectue la mesure, il suffit de remplacer la résistance de 50 Ω du RSIL par l'analyseur de spectre dont l'impédance d'entrée est justement de 50 Ω.

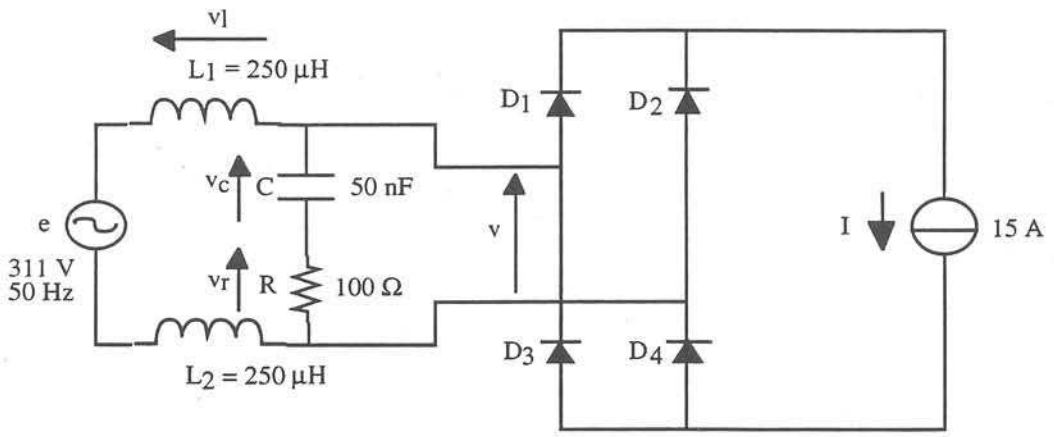


Figure 4-26 Schéma du redresseur

Equations du circuit :

$$\begin{cases} e = 2v_l + v_c + v_r \\ i_l = i_c + i \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} 2L\dfrac{di_l}{dt} + v_c + RC\dfrac{dv_c}{dt} = e & (1) \\ i_l = C\dfrac{dv_c}{dt} + I & (2) \end{cases}$$

$$v_r = RC\frac{dv_c}{dt} \qquad (3)$$

Ce circuit a été simulé sur le logiciel Spice. Les résultats de la simulation sont donnés par les figures 4-27.et 4-28.

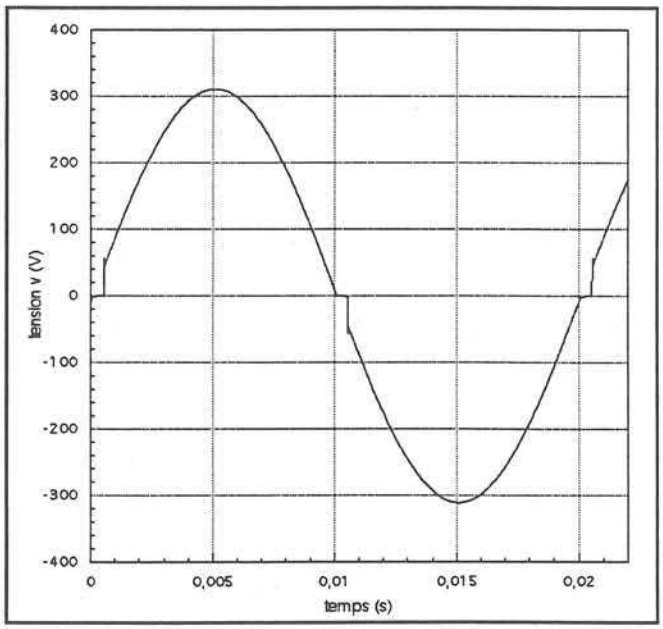


Figure 4-27 Tension v simulée sur Spice

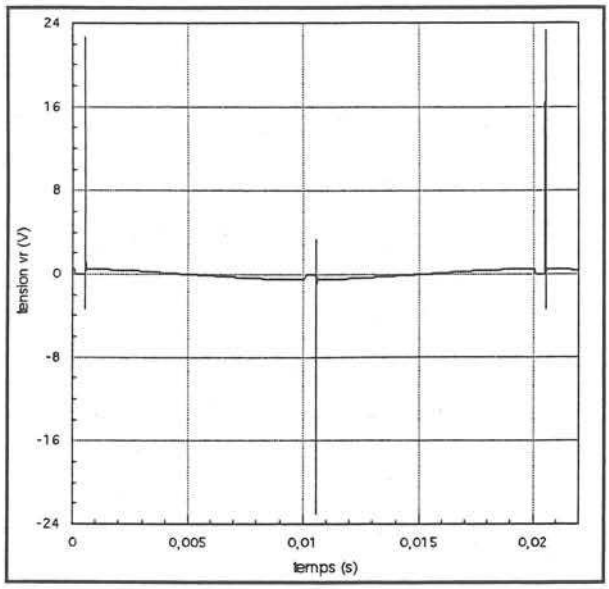


Figure 4-28-a Tension v_r simulée sur Spice

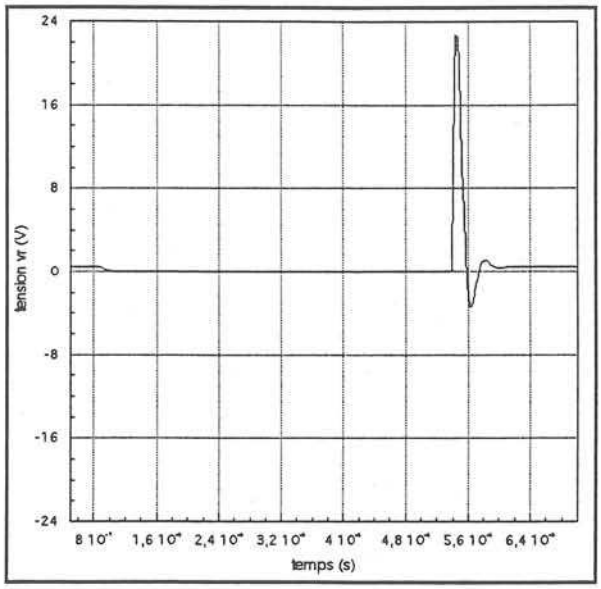


Figure 4-28-b Zoom sur une commutation

On voit que les inductances associées à la source d'entrée retardent les commutations et provoquent les empiètements des diodes. Pendant une phase d'empiètement : tant que |i| < I, la diode qui commute n'est pas bloquée et la tension v est nulle. Par ailleurs, au début de l'empiètement, la capacité C se décharge. Lorsque la diode se bloque, le courant dans la branche RC subit un transitoire du second ordre dû au circuit RLC du RSIL, de forte amplitude par rapport à sa composante 50 Hz.

5.3. Problématique

Le signal perturbateur se répétant à 50 Hz ou à 100 Hz en considérant qu'il est impair, c'est sur cette durée qu'il doit être analysé. Or, nous souhaitons connaître le spectre perturbateur jusqu'à 30/80 MHz. Un rapide calcul montre qu'une simulation directe suivie d'une FFT est peu envisageable vus les ordres de grandeur mis en jeu. En effet, le respect du théorème de Shannon (pour 80 Mhz) impose au minimum un échantillonnage temporel de $\frac{1}{2T} = 6{,}25.10^{-9} s$, ce qui conduit pour simuler une période basse fréquence à 3 200 000 points à 50 Hz. On voit donc qu'il est irréaliste de vouloir obtenir le résultat grâce à la simulation puis par FFT, d'abord en raison du temps de simulation nécessaire puis en raison de la grosseur des fichiers à traiter.

Nous allons donc ici montrer quel peut être l'apport de la méthode présentée au chapitre 3 et les résultats obtenus.

5.4. Application de la méthode de Laplace

Il s'agit de calculer le spectre à partir de la méthode présentée au chapitre 3, qui s'applique facilement ici. L'état du système correspond à celui du redresseur : il peut être en connexion directe ou

inverse (deux diodes conduisent), ou bien en configuration d'empiètement pendant une commutation (les quatre diodes conduisent). Trois séquences sont identifiées, auxquelles sont associés trois circuits électriques et les équations qui les décrivent.

- Configuration 1 : connexion directe (figure 4-29)

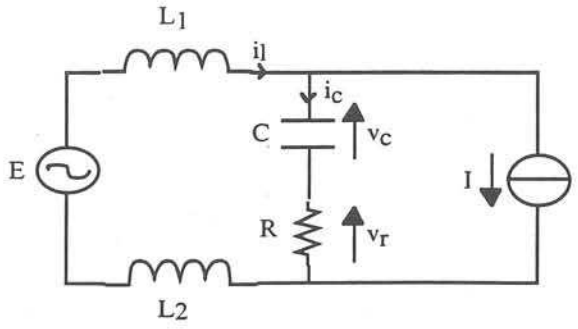


Figure 4-29 Circuit actif en conduction directe

Le circuit est d'ordre 2, et ses variables d'état sont la tension v_C et le courant i_1.

Pour simplifier les calculs remarquons que $i_1 = i_C$ à la constante I près. La source de courant n'impose au circuit qu'une composante continue que l'on peut ramener à zéro dans l'équation (2). On en déduit que $v_r = Ri_1$ (équation (3)).

Les deux équations du circuit sont exprimées en transformée de Laplace :

$$2L(pI_1 - i_{10}) + V_c + RC(pV_c - v_{c0}) = E(p) \text{ avec } E(p) = \frac{E(\omega_0 \cos(\phi_0) + p \sin(\phi_0))}{p^2 + \omega_0^2}$$

$$I_1 = Cp(V_c - v_{c0})$$

On en déduit :

$$V_c(p) = \frac{I_1 + Cv_{c0}}{Cp}$$

$$I_1(p) = \frac{CpE(p) + 2LCpi_{10} - Cv_{c0}}{2LCp^2 + RCp + 1}$$

D'où l'expression de V_r :

$$V_r(p) = \frac{RCpE(p) + 2RLCpi_{10} - RCv_{c0}}{2LCp^2 + RCp + 1}$$

Et en remplaçant E(p) par son expression :

$$V_r(p) = \frac{2LRCi_{10}p^3 + (RCE\sin(\phi_0) - RCv_{c0})\,p^2 + (RCE\omega_0\cos(\phi_0) + 2LRC\omega_0^2 i_{10})p - RC\omega_0^2 v_{c0}}{(2LCp^2 + RCp + 1)(p^2 + \omega_0^2)}$$

- Configuration 2 : empiètement (figure 4-30)

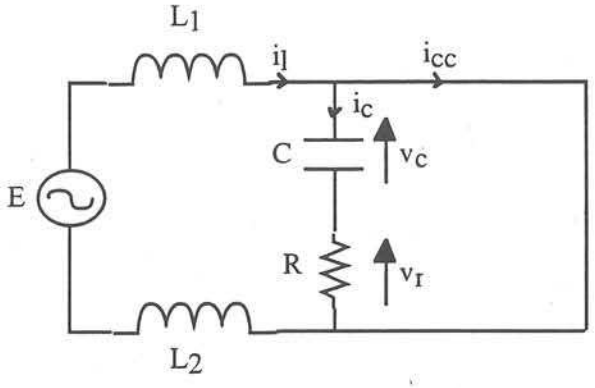


Figure 4-30 Circuit actif pendant l'empiètement

Le circuit est d'ordre 1

Equations :

$i_1 = i_c + i_{cc}$

$v_r = - v_c$ d'où $v_c = -Ri_c$

$$i_c = C\frac{dv_c}{dt} \Leftrightarrow I_c = CpV_c - Cv_{c0}$$

$$V_c(p) = \frac{RCv_{c0}}{1 + RCp}$$

Donc :

$$V_r(p) = \frac{-v_{c0}}{p + \frac{1}{RC}}$$

- Configuration 3 : connexion inverse (figure 4-31)

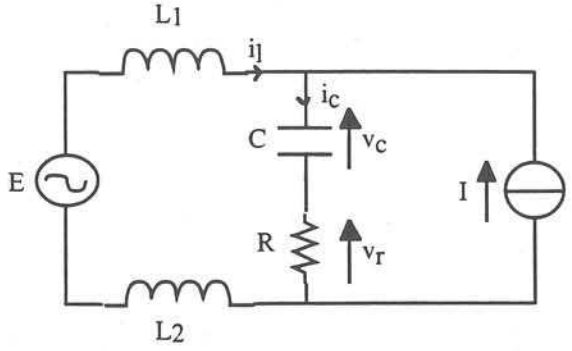


Figure 4-31 Circuit actif en conduction inverse

Les équations sont les mêmes que pour la configuration 1 puisqu'on néglige la contribution du courant I dans les calculs.

On retrouve :

$$V_r(p) = \frac{2LRCi_{l0}p^3 + (RCE\sin(\phi_0) - RCv_{c0})\,p^2 + (RCE\omega_0\cos(\phi_0) + 2LRC\omega_0{}^2 i_{l0})p - RC\omega_0{}^2 v_{c0}}{(2LCp^2 + RCp + 1)(p^2 + \omega_0{}^2)}$$

La mise en équations étant effectuée, reste à déterminer par simulation les conditions initiales de chacune des séquences et à exécuter l'algorithme de calcul décrit au chapitre 3 [LAR96]. Le fonctionnement à basse fréquence du redresseur avec un nombre réduit de configurations différentes dans une période, n'impose pas une grande précision sur les conditions initiales. Rappelons que cette méthode permet de calculer le spectre de la grandeur analysée pour n'importe quelles valeurs de la fréquence, choisies au départ du calcul. Sa validité ne se limite pas à une bande au-delà de laquelle des phénomènes tel que le recouvrement dans le cas de la FFT, faussent les résultats. Cette caractéristique peut être appréciable lorsqu'il est nécessaire de travailler sur un domaine de fréquence très large.

Les résultats obtenus serviront de référence à ceux des autres méthodes présentées.

5.5. Simulation d'une période Spice puis FFT

C'est la méthode habituelle d'analyse qui consiste, à partir d'une simulation sur Spice d'une période fondamentale, à calculer une FFT du signal v_r obtenu. La simulation utilise un pas variable dont l'utilisateur définit au préalable la valeur maximale. L'échantillonnage à pas constant nécessaire à la FFT est calculé dans Spice à partir de l'interpolation automatique des points de la simulation par des polynômes d'ordre 2 [PSP96]. Une fonction intégrée permet, à l'issue de la simulation d'obtenir la FFT et la représentation du spectre de la grandeur désignée au préalable.

Le calcul a été effectué sur un intervalle de 20 ms avec un pas de simulation maximal égal au pas d'échantillonnage nécessaire à la FFT d'une valeur de 400 ns. Ce choix limite la bande de fréquence couverte par le spectre à 1,25 MHz. On est loin des 80 MHz nécessaires à l'application des normes en vigueur, pourtant la simulation est déjà assez longue (15 minutes environ). Et même si le temps d'exécution de la FFT sur Spice est court, car la programmation interne de la procédure est optimisée, on doit aussi constater la lourdeur du principe. On va montrer qu'il peut être simplifié et amélioré.

5.6. Résultats

La figure 4-32 montre la superposition des résultats obtenus successivement par la méthode de Laplace et la FFT de SPICE. Il concordent parfaitement, jusqu'aux environ de 1 MHz, où la FFT atteint sa limite de validité, correspondant au pas de calcul choisi, alors que la méthode de Laplace n'est pas limitée en fréquence. De plus, dans ce cas d'application, l'exécution de son algorithme n'est guère plus longue que celle de la FFT de SPICE.

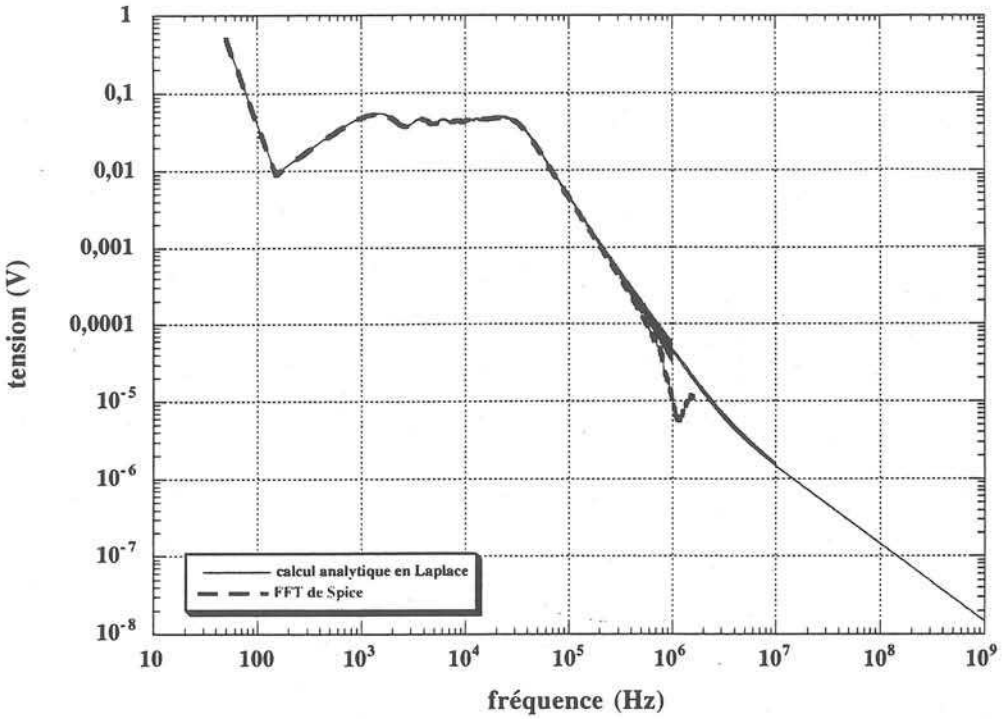


Figure 4-32 Comparaison de la méthode de Laplace avec la FFT de SPICE

6. METHODE D'ANALYSE SIMPLIFIEE ADAPTEE A LA CEM

Lorsque, comme c'est le cas ici, le logiciel de simulation calcule lui-même les équations du modèle, sans les mettre à la disposition de l'utilisateur, la méthode de Laplace est relativement lourde à mettre en oeuvre. La FFT est commode de ce point de vue, mais elle impose des simulations très longues si l'on veut calculer le spectre à de très hautes fréquences. Il serait donc intéressant de disposer d'une méthode qui utilise seulement les données de la simulation en évitant à l'utilisateur l'analyse détaillée du modèle, mais qui ne soit pas aussi limitée en largeur de spectre.

On va montrer dans ce qui suit, qu'il est possible dans le cas présent, moyennant une certaine approximation, d'augmenter sensiblement la bande de fréquence couverte, pour un même volume de calculs.

6.1. Simulation du phénomène seul

6.1.1. Calcul par Spice + FFT

Dans le cas particulier étudié, on se rend compte en observant l'allure de v_r que l'on peut la décomposer approximativement en la somme d'une composante sinusoïdale à 50 Hz et deux composantes impulsionnelles de très courte durée situées sur chaque empiètement (figure 4-33).

On a donc $v_r = v_{rf}+v_{ri+}+v_{ri-}$

Ces trois fonctions sont définies de la manière suivante :

v_{rf} :

$v_{rf}(t) = V_r\sin(\omega_0 t+\phi_0)$

v_{ri+} :

- donnée sous forme échantillonnée sur l'intervalle [0,54 ms ; 0,64 ms] (premier empiètement)
- nulle sur le reste de la période.

v_{ri-} :

- donnée sous forme échantillonnée sur l'intervalle [10,54 ms ; 10,64 ms] (second empiètement) de valeurs opposées à celles de v_{ri+}.
- nulle sur le reste de la période.

Les fonctions v_{ri+} et v_{ri-} ne prennent en compte que l'oscillation transitoire qui survient lors du blocage des diodes qui fait immédiatement suite à l'empiètement. Elles négligent l'échelon descendant qui annule la tension v_r au début de l'empiètement et dont l'amplitude est très petite devant celle de l'oscillation.

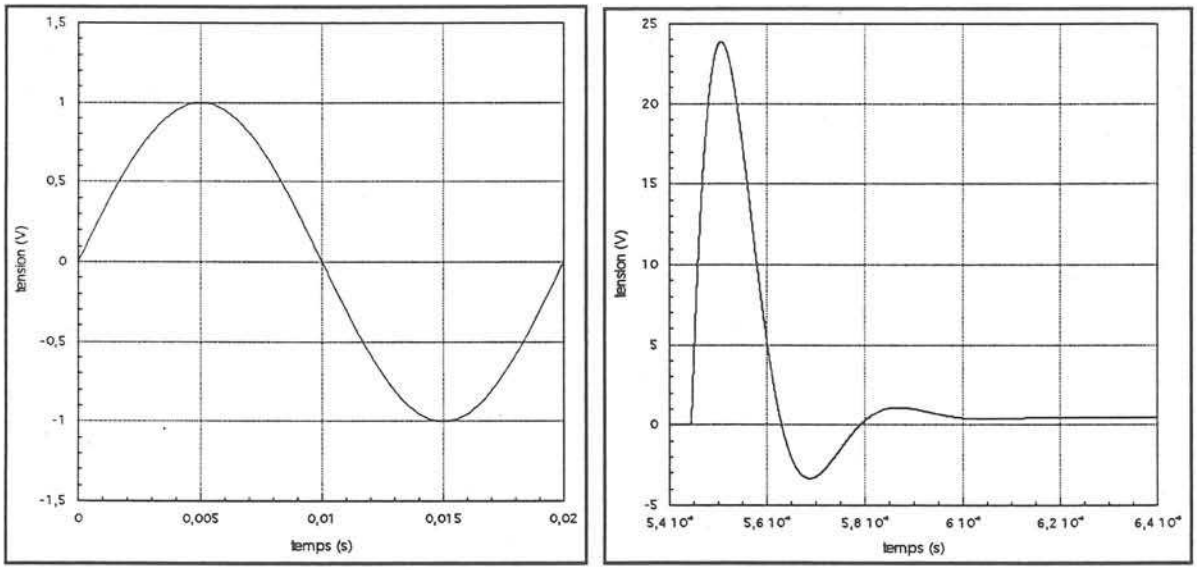


Figure 4-33 Tracé des deux composantes de la tension v_r

La transformée de Fourier de la somme est la somme des transformées de Fourier des trois fonctions.

Celle du fondamental v_{rf} est évidente. Elle se définit analytiquement et correspond sur le spectre total à une raie unique.

v_{ri+} et v_{ri-} sont symétriques et décalées d'une demi-période, donc les calculs se réduisent à l'analyse d'une fonction v_{ri} définie sur un domaine restreint à la durée de l'impulsion positive appelée Δt_i et représentée sur la figure 4-33 (droite). Son spectre est calculé par une FFT en utilisant une fréquence d'échantillonnage plus élevée que pour l'analyse d'une période entière. On augmente ainsi la largeur de la bande de fréquence étudiée sans augmenter le nombre de points calculés. Cependant cette opération nécessite toujours deux simulations : une première simulation destinée à atteindre le régime

permanent que l'on a effectuée avec un pas de 100 µs, puis une simulation fine de l'intervalle de définition de la fonction v_{ri} avec un pas de 5 ns.

Le spectre de v_{ri+} s'obtient à partir de celui de v_{ri} en étendant l'intervalle de définition de l'échantillon à la période T_0 de 20 ms, c'est à dire en changeant la valeur du nombre total de points d'échantillonnage dans la formule de la FFT, ce qui revient à multiplier le spectre par le rapport de proportionnalité $\Delta t_i/T_0$. Les figures 4-34-abc montre en effet que l'énergie du signal analysé est inférieure à l'énergie du signal vu par la FFT.

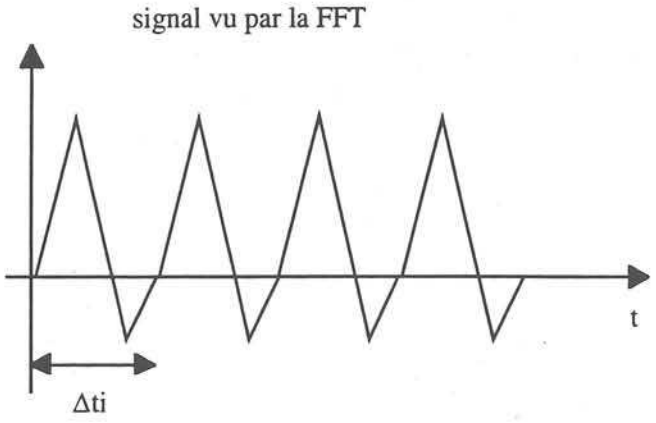


Figure 4-34-a

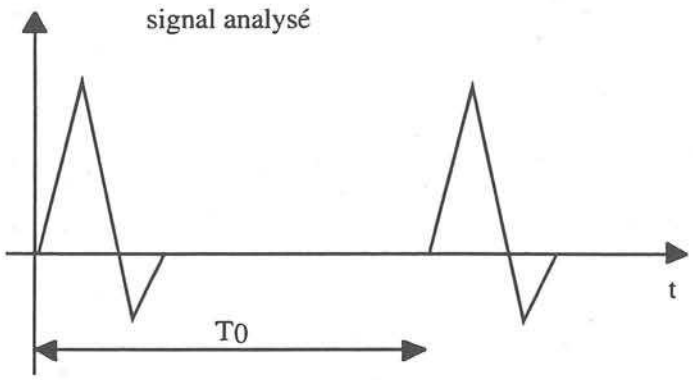


Figure 4-34-b

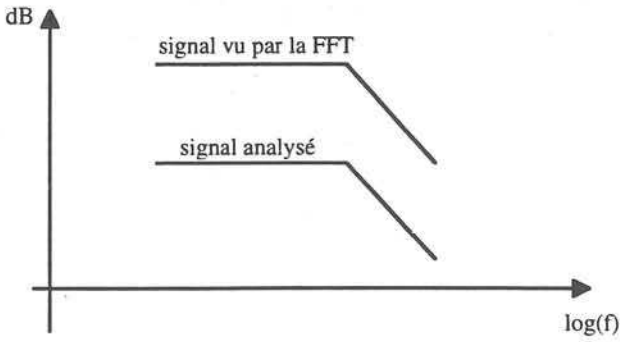


Figure 4-34-c

Figure 4-34 : Influence de la restriction de la fenêtre d'analyse FFT

Pour obtenir le spectre de la fonction v_{ri-}, il suffit de décaler le spectre de v_{ri+} d'une demi-période et de le multiplier par -1, ce qui ne modifie que les phases des harmoniques.

Le spectre total est la composition des trois précédents. On a ainsi augmenté la largeur de la bande de fréquence étudiée sans augmenter sensiblement la quantité de calculs, moyennant une perte de résolution des spectres qui ne nuit pas à l'étude.

6.1.2. Calcul par trapèzes en transformée de Laplace

Dans le calcul précédant, au lieu d'utiliser la FFT, il est possible d'employer la méthode de Laplace approchée présentée au chapitre 3 (§ 6), qui calcule l'intégrale de Fourier à l'aide de la méthode des trapèzes .

Ce procédé de calcul a été utilisé pour analyser la composante impulsionnelle de la tension v_r à partir des points de simulation donnés directement par SPICE, et pour obtenir le spectre de v_r en suivant la démarche exposée ci-dessus.

Nous avons vu que cette méthode présente des avantages par rapport à la FFT, cependant, on a pu constater qu'à nombre de points égal, son exécution est nettement plus longue que la FFT de SPICE. Il est probable toutefois que celle-ci soit programmée de manière optimisée, alors que ce n'est pas le cas de l'algorithme de la méthode que nous proposons.

6.2. Analyse des résultats

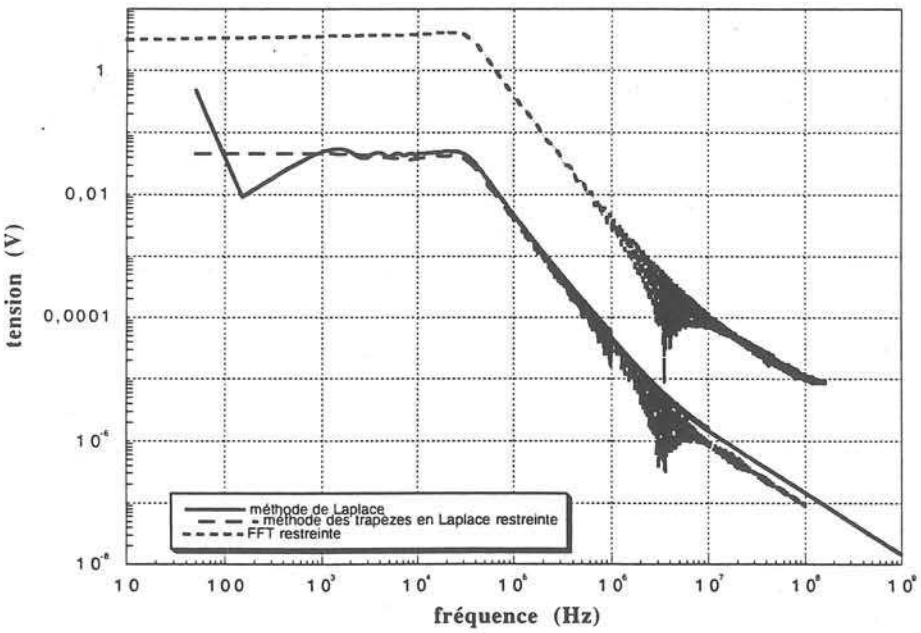


Figure 4-35: Comparaison des spectres obtenus par les différentes méthodes

Les résultats des trois calculs représentés sur la figure 4-35, concordent assez bien. Comme on pouvait le prévoir les méthodes à support restreint sont moins précises en basses fréquences mais cela a peu d'importance puisqu'on s'intéresse surtout au domaine des hautes fréquences, pour lequel on

constate effectivement qu'elles sont moins limitées que la FFT du paragraphe précédent, dans la mesure où elles autorisent un échantillonnage plus fin. Comme prévu également, la FFT restreinte se trouve translatée vers le haut par rapport à la méthode restreinte utilisant les trapèzes. On note cependant que ces deux méthodes s'écartent légèrement du spectre théorique en haute fréquence. On peut l'expliquer par l'approximation faite lors de la décomposition en somme de v_r, mais cette hypothèse n'a pas été vérifiée.

5.6. Conclusion - Généralisation

Les principes employés dans les calculs précédents sont tout à fait généraux : il s'agit du découpage d'une fonction en somme de composantes aux propriétés particulières : soit leur forme temporelle et donc leur spectre par l'intermédiaire d'une transformation de Laplace, sont faciles à exprimer ou à approcher analytiquement, soit elles correspondent à des phénomènes impulsionnels véhiculant beaucoup d'harmoniques à hautes fréquences, et on les définit sous forme échantillonnée issue d'une simulation affinée restreinte à l'intervalle de temps qui lui sert de support. Là encore la transformée de Laplace se révèle utile pour simplifier la procédure du calcul. On peut envisager d'étendre ce type d'analyse à d'autres systèmes plus complexes étudiés pour les besoins de la CEM.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail a été de mettre en place une méthode et des outils pour l'étude des systèmes électrotechniques complexes, en vue de leur optimisation. La démarche d'analyse fonctionnelle utilisée, a fait apparaître différentes classes de problèmes. Les uns, solvables grâce à des analyses spectrales, et d'autres grâce à des analyses temporelles, dans le cas de certaines non-linéarités. Nous nous sommes focalisés sur la résolution de problèmes appartenant à la première catégorie, en suivant la procédure définie en introduction, sur les problèmes relatifs aux harmoniques.

Mais des carences sont vite apparues dans les outils destinés à l'analyse spectrale. Cette situation nous a conduit à proposer une méthode de calcul plus précise, basée sur la transformée de Laplace des équations du système étudié. Les outils de simulation (SPICE), ne nécessitant pas toujours l'écriture des équations, une variante approchée de la méthode a aussi été mise au point, capable de calculer des spectres avec une précision peu altérée, simplement à partir de n'importe quels résultats de simulation.

Nous avons alors pu mettre en évidence les couplages, faibles dans le cas étudié, existant entre source et charge soumis aux harmoniques d'un convertisseur, et les paramètres dont ils dépendent. Nous en avons déduit que des modèles simplifiés étaient suffisants pour le calcul. L'influence sur le système des harmoniques issues de la source, et son interaction avec ceux du convertisseur a aussi été étudiée. La prépondérance de ses sous-harmoniques par rapport à ceux du convertisseur a été démontrée, mais l'analyse n'a pas été suffisamment approfondie pour pouvoir valider clairement des modèles simplifiés des phénomènes, et nécessite quelques calculs complémentaires.

Vis à vis de l'objectif initial, un petit pas a été effectué. Seule une classe de problèmes a été traitée : celle relative aux harmoniques, et toujours dans une approximation linéaire des sous-ensembles continus du système. Il s'agit néanmoins de problèmes exemplaires des difficultés auxquelles se heurte la synthèse des systèmes complexes. Les principes et la méthode d'étude devront encore être validés sur divers autres exemples, afin d'acquérir une expérience suffisante et de pouvoir définir des critères quantitatifs de découplage et de simplification des modèles.

Du point de vue des pertes, autre classe de problèmes, les méthodes d'analyse ne sont plus les mêmes. Par conséquent, c'est une étude entièrement nouvelle et sans rapport avec la première, qui devra être entreprise.

Il reste donc un travail de longue haleine, pour parvenir à la définition d'une méthode générale d'étude.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIC

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[AMI92] Z. Amine
"Optimisation des machines électriques"
Thèse de doctorat en science de l'université Paris XI, 24 Janvier 1992, Paris

[AND93] E. Ch. Andresen, A. Haun
"Influence of the pulse-width modulation control method on the performance of frequency inverter induction motor drives"
Revue European Transactions on Electrical Power, Vol 3, n°2, Mars/Avril 1993

[APE96] O. Apeldoorn
"Simulation in power electronics"
IEEE ISIE'96, 17-20 Juin 1996, Varsovie, Pologne, vol. 2, pp. 590-595

[BAR94] C.E. Barbier, B. Nogarède, F. Vernières
"Optimization of the electric vehicle drive system control strategy using a global system approach"
ICEM'94, 5-8 Sept. 1994, Paris, France, vol.1, pp. 341-346

[BEN95] J. Bendl, L. Schreier
"Reduction of the pulsations of the torque and revolutions at the asynchronous motor fed from PWM frequency converters"
EPE'95, 19-21 Septembre 1995, Seville, Espagne, pp. 3.196-3.200

[BLA95] F. Blaabjerg, S. Freysson, H.H. Hansen, S. Hansen
"Comparison of a space-vector modulation strategy for a three phase standard and a component minimized voltage source inverter"
EPE'95, 19-21 Septembre 1995, Seville, Espagne, pp. 1.806-1.813

[BOG94] A. Boglietti
"PWM inverter fed induction motor losses evaluation"
Revue Electric Machines and Power Systems, 1994, vol. 22, n°4, pp. 439-449

[BOL90] A. Bolopion, D. Jouve, R. Pacaut
"Control of permanent magnet synchronous machines: a simulation comparative survey"

IEEE APEC'90, 11-16 Mars 1990, Los Angeles California, p.374-383.

[BOW75] S. R. Bowes
"New sinusoidal pulsewidth-modulated invertor"
IEE proceedings, vol 122, n° 11, Novembre 1975

[BOY 85] J.T. Boys, S.J. Walton
"A loss minimised sinusoidal PWM inverter"
IEE proceedings, vol.132, Pt. B, n°5, 1985

[BOY 90] J.T. Boys , P.G. Handley
"Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms"
IEE proceedings vol.137, Pt B, n°4, pp. 197-204, 1990

[BUS96] D. Busse, J. Erdman, R.J. Kerkman, D. Schlegel, G. Skibinski
"The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings"
IEEE APEC'96, 3-16 Mars 1996, San Jose, USA, vol. 2, pp. 561-578

[CHA91] C.C. Chan, K.T. Chau
"A new PWM algorithm for battery-source three-phase inverters"
Revue Electric Machines and Power Systems, 1991, pp. 43-54

[CHE95] S. Chen, T.A. Lipo, D. Fitzgerald
"Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives"
IEEE IAS'95, 8-12 Octobre 1995, vol.1, pp. 388-393

[CHR91] R. Christiansen
"Effects of high levels of harmonics from lighting equipment and systems"
IEEE IAS'91, 28 Septembre-4 Octobre 1991, Dearborn, USA, pp. 1859-1862

[CLE95] J.G. Cleland, V.E. McCormick, M.W. Turner
"Design of efficiency optimization controller for inverter-fed AC induction motors"
IEEE IAS'95, 8-12 Octobre 1995, vol.1, pp. 16-21

[COB90] R.S. Colby, A.K. Simlot, M.A. Hallouda
"Simplified model and corrective measures for induction motor instability caused

by PWM inverter blanking time"
IEEE PESC'90, pp. 678-683

[COL93] P.C. Coles, M. Fracchia, R.J. Hill, P. Pozzobon, G. Sciutto
"Modellin and simulation of supply current interference in traction systems arising from multi-level converters in high-power locomotive"
EPE'93, 13-16 Septembre 1993, Brighton

[DUR95] P. Duran, M. Vicker
"Hierarchical verification of a DC-to-DC converter through analog behavioral modeling"
31st International Power Conversion Electronics '95, 9-15 Septembre 1995, Long Beach, USA, p.356

[ELD88] S.A. Eldhemy
"Analysis of space harmonic interactions in squirrel cage induction machines - Part I : Modeling and the equivalent circuit - Part II : The torque analysis"
Revue Electric Machines and Power Systems, 1988, pp. 377-412

[ENJ89] G. Enjalbert
"Développement d'un outil de conception assisté par ordinateur : le logiciel CIRCUIT"
Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, 6 Septembre 1989

[FAL94] E. Faldella, C. Rossi
APEC'94, conference proceedings, 13-17 Février 1994, Orlando, USA, pp. 115-121

[GER93] L. Gerbaud
"Aide à la conception des ensembles machines - convertisseurs - commande : apport d'une démarche système expert"
Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, 23 Avril 1993

[GIE93] M. Giesselmann
"Advanced modeling of adjustable speed AC-motor drives using PSPICE"
IMACS-TC1'93, 4th International Conference Proceedings, 7-9 Juillet 1993, Montréal, Canada, pp. 153-158

[GRO97] A. Groud, L. Gerbaud, J.P. Rognon, J. Roudet

"Harmonic coupling effects between a PWM inverter and an AC machine"
Sera présenté à EPE'97, Trondheim, 8-10 Septembre 1997

[GRO98] A. Groud, L. Gerbaud, J.P. Rognon, J. Roudet
"Problems in computing spectra generated by PWM inverters for optimisation of electrical drives"
A paraître dans Electric Machines and power systems, vol. 26, n°4, 1998

[HO94] S. Ho, A. Jones, C. S. Cox
"Torque disturbances and their effect on process control"
5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, 26-28 Octobre 1994, Londres, RU, pp. 602-607

[HOL94] J. Holtz
"Pulsewidth modulation for electronic power conversion"
IEEE proceedings, vol.82, n°8, 1994.

[HSU96] J.T. Hsu, L. Vu-Quoc
"A rational formulation of thermal circuit models for electrothermal simulation - part I : Finite element method - part II : Model reduction techniques "
IEEE Transactions on circuits and systems - Fundamental theory and applications, vol. 43, n°9, Septembre 1996, pp. 721-744

[HU94] L.Hu and R.E. Morrison
"Digital simulation models of electrical locomotives"
UPEC'94, 14-16 Septembre 1994, Galway, Irlande, pp. 696-699

[HUN93] J.Y. Hung, Z. Ding
"Design of currents to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors"
IEE Proceedings-B, vol. 140, n°4, Juillet 1993, pp.260-266

[JAN95] P. Janiszewski, A. M. Walczyna
"Analysis of harmonics generated by chopper-inverter locomotive fed from 3 kV DC system"
2nd International Scientific Conference on Modern Supply Systems and Drives for Electric Traction, 5-7 Octobre 1995, Varsovie, Pologne, pp. 136-140

[JOH91] K. Johnson, R. Zavadil

"Assessing the impacts of nonlinear loads on power quality in commercial buildings - an overview"
IEEE IAS'91, 28 Septembre-4 Octobre 1991, Dearborn, USA, pp. 1863-1869

[KLA94] A.G. Kladas, S.N.Manias, J.A. Tegopoulos, A.T. Kandianis
ICEM'94. International Conference on Electrical Machines, 5-8 Sept. 1994, Paris, France, vol.1, pp. 232-234

[KLI88] G. B. Kliman, J. Stein, R. D. Endicott
"Noninvasive detection of broken bars in operating induction motors"
IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.3, n°4, Décembre 1988, pp. 873-879

[KOL93] J.W. Kolar, H. Ertl, F.C. Zach
"Analysis and design of a new three-phase power conditioner providing sinusoidal input currents and multiple isolated DC currents and multiple isolated DC outputs"
26th PCIM'93, 22-24 Juin 1993, Nuremberg, Allemagne, pp. 151-165

[KON93] A.D. Kone, B. Nogarède, M. Lajoie-Mazenc
"Le dimensionnement des actionneurs électriques : un problèmede programmation non linéaire"
Journal de Physique III, Février 1993, pp. 285-301

[LAB95] E. Labouré, F. Costa, C. Gautier, W. Melhem
"Accurate simulation of conducted interferences in isolated DC to DC converters regarding to EMI standards"
IEEE PESC'95, pp. 1973-1978

[LAR96] M. Lardellier, G. Rojat, E. Labouré, F. Costa
"Etude comparative de deux méthodes de prédétermination des perturbations conduites délivrées par des convertisseurs statiques non isolés"
CEM'96, Lille, 3-4-5 Septembre 96, pp. 449-452

[LEO91] W. Leonhard
"30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives, a review"
EPE journal, vol.1 n°1, Juillet 1991, pp.13-20, (part 1), EPE journal, vol.1 n°2, October 1991, pp.93-102, (part 2).

[LIN94] F. Lin, D.Y. Chen
"Reduction of power supply EMI emissions by switching frequency modulation"
IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, n°1, Janvier 1994

[MAG96] J.D. Maggs, T.N. Oliver, M.T. Wrigth
"Electromagnetic compatibility of variable speed drives"
6th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 23-25 Septembre 1996, Nottingham, Royaume-Uni, pp. 552-557

[MAC93] Macsyma Mathematics Reference Manual, version 14, 1993

[MANNE] F. Mannerville , J. Esquieu
"Théorie du signal et composants"
Dunod editions, pp.70-80

[MAX96] M. Marx, D. Schroder
"A novel zero-current-transition full-bridge DC-DC converter"
IEEE PESC'96, 23-27 Juin 1996, Baveno, Italy, vol. 1, pp.664-669

[MER91] A.F. Mergen
"The effect of equivalent-circuit parameters in PWM controlled induction-motors"
IEEE IAS'91, 28 Septembre-4 Octobre 1991, Dearborn, USA, pp. 40-46

[MON94] O. Montero-Hernandez, J. Jimenez-Zamudio, and G. Gallegos-Lopez
"Design and evaluation of PWM control circuits fir DC/AC converters using PSPICE"
IEEE 4th workshop on computer in power electronics, 7-10 Août 1994, Trois-Rivières, Canada, pp. 352-354

[MORRI] N. Morrison
"Introduction to Fourier analysis"
Editions Wiley Interscience, 1994

[MRA87] Y. Muray, T. Watanabe, H. Iwasaki
"Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times"
IEEE Transactions on Industry Applications, vol IA-23, n°5, Septembre/Octobre 1987, pp. 881-886

[MUR83] J.M.D. Murphy, M.G. Egan
"A comparison of PWM strategies for inverter-fed induction motors"
IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-19, n°3, Mai/Juin 1983, pp. 363-369

[NAR96] S.S. Yegna Narayanan, P. Ananthakrishnan, V.U. Hangari
"Performance analysis of a diesel engine driven brushless alternator with combined AC and thyristor fed DC loads"
International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 8-11 Janvier 1996, New Delhi, India, vol. 1, pp.483-488

[NOR91] O. Normand, S. Catellani and G. Champenois
"Use of simulation in failure detection on diagnosis of an electromechanical system"
EPE'91, Firenze, 3-6 Septembre 1991, pp.4.301, 4.305

[NOR92] O. Normand
"Conception d'un outil général de simulation des systèmes de conversion d'énergie électrique et de leur commande"
Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, 14 Septembre 1992

[NOR94] O. Normand, A. Bolopion, D. Roye, L. Gerbaud
"Objected oriented simulation of electromechanical systems"
Proceedings of the European Simulation Symposium 1994, Octobre 9-12 1994, Istanbul

[OGA89] S. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae,
"A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory"
EPE'89, Aachen, 9-12 Octobre 1989, vol.3, pp.1197-1202

[PAN96] A. Papantoniou, A. Coonick, L. Freris
"Modelling and simulation of an advanced static VAr compensator using SABER"
6th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 23-25 Septembre 1996, Nottingham, Royaume-Uni, pp. 490-495

[PAP96] J.C. Papazian
"Optimisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique"
Thèse de doctorat de l'INPG, 12 Juillet 1996, Grenoble

[PAR94] R. Parikh, R. Krishnan
"Modeling, simulation and analysis of an uninterruptible power supply"
IECON'94, pp. 485-490

[PAS92] G. Pasquarella, K. Reichert
"Evaluation of electric machine principles for high speed electric motor drives"
ELROMA-92, Technical Papers of the Third International Conference on Electrical Rotating Machines, 15-16 Jan. 1992, Bombay, India, vol.1, pp. IA/24-31

[PIQ90] H. Piquet, F. Oms, Y. Chéron
"Simulation numérique des convertisseurs statiques : les performances du logiciel SCRIPT"
Revue Générale de l'Electricité, Janvier 1990, n°1, pp. 17-27

[PRO95] F. Profumo, A. Tenconi, G. Griva, S. Facelli
"A new CAD system to evaluate IGBT losses on inductive load"
EPE'95, 19-21 Septembre 1995, Seville, Espagne, pp. 1.255-1.261

[PSP96] Microsim PSPICE Reference Manual, version 6.3, Avril 1996

[RAF89] T. Rafesthain, J. Roudet , R. Feuillet
"Simulation of electromagneticinterferences conduced in switching power supply systems"
UPEC 89, Belfast, 19-21 Septembre1989, pp. 449-452.

[RON95] M. Ronkowski, R. Szczesmy
"Circuit oriented models of AC machines for converter-machine systems simulation"
EPE'95, 19-21 Septembre 1995, Seville, Espagne, pp. 3.050-3.055

[ROU97] J. Roudet, J.L. Schanen, E. Clavel
"Origine et modélisation des perturbations en électronique de puissance en vue de la prédétermination des performances CEM dès la conception"
Journées de l'électrotechnique, 13-14 Mars 1997, Université du Havre, 1997, pp. 67-75

[SCD95] D. Schreidecker, S.B. Tennakoon

"Steady state performance of a 3-level advanced static Var compensator"
UPEC'95, 5-7 Septembre 1995, Londres, RU, pp. 717-720

[SCH93] R. Scheich
"Caractérisation et prédétermination des perturbations électromagnétiques conduites dans les convertisseurs de l'électronique de puissance"
Thèse de doctorat INPG, Octobre 1993, Grenoble

[SCR96] A. Schroth, T. Blochwitz, K. Sager, G. Gerlach
"Coupled modelling and simulation of complex electro-mechanical microsystems"
7th International Symposium on Microsystems, Intelligent Materials and Robots, 27-29 Septembre 1996, Sendai, Japan, pp. 157-160

[SEI88] P. Seixas
"Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée"
Thèse de docteur de l'INPT, Juillet 1988, Toulouse

[SHE94] M.A. Shehata, F. Hentschel
"Effect of current displacement consideration on the behavior of inverter-fed squirrel-cage induction motors"
Electric Machines and Power Systems, 1994, vol. 22, n°4, pp. 381-393

[SHO94] K.Y. Sho, J.D. Bae, S.K. Chung, M.J. Youn
"Torque harmonics minimisation in permanent magnet synchronous motor with back EMF estimation"
IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 141, n°6, Novembre 1994, pp. 323-330

[SKA95] G. Skarpetowski
"Production of harmonics in converter traction drives"
EPE'95, 19-21 Septembre 1995, Seville, Espagne, pp. 1.491-1.495

[STE92] M. Steinbuch
"Dynamic modeling of a generator/rectifier system"
IEEE transaction on power electronics, vol 7, n°1, Janvier 1992, pp. 212-223

[STM96] H. Stemmler, A. Omlin
"Converter controlled fixed-frequency variable-speed motor/generator"
Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan, part D, vol. 116-D,

n°10, pp. 993-1000

[SZE95] A. Szelag, W. Zajac, P.M. Martinez
"Harmonic distortion caused by electric traction vehicles with A.C. motors fed by D.C. supply systems - CAD analysis"
EPE'95, 19-21 Septembre 1995, Seville, Espagne, pp. 1.513-1.518

[TRAMA] B. Trannoy, M. Marty
Cours sur les machines tournantes donnés à l'ENSEEIHT
Toulouse, 1993

[VAA94] J. Väänänen
"Construction of a power electronic simulator including two-dimensional finite element modelling of electrical machines"
Journal Electrical engineering, vol. 78 n°1, pp.41-50

[VDB88] Van Der Broeck H. W., Skudelny H. C.
"Analysis and realisation of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors"
IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, n° 1, 1988.

[VDP90] A. Vandenput
"Motion control systems : present status and future trends"
Journal A, vol 31, n°3, pp. 7-16

[VAS90] P. Vas,
"Vector control of AC machine",
Clarend Press Oxford, 1990.

[WAH86] S. Wahsh
"Torque pulsations harmonics in PWM inverters"
ICEM'86, Munich, pp. 1007-1010

[WIA95] A. Wiart and J. Bonal
"An analytical study of harmonic voltages, currents and torque ripples in drives fed with optimised PWM voltage patterns"
EPE'95, 19-21 Septembre 1995, Seville, Espagne, pp. 3.686-3.691

[WEISL] E. Weislinger

"Mathématiques pour physiciens"
éditions Ellipses

[WUR96] F. Wurtz
"Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques"
Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, 28 Mai 1996

[ZAJ94] W. Zajac, A. Szelag
"Appraisal of electromagnetic compatibility of power electronic converters with traffic control system during design of the suburban railway"
EMC'94, 13-16 Septembre 1994, Rome, pp.454-458

[ZAN94] D. Zaninelli, P. Zanotti
"Simplified frequency-dependent model for induction machines"
Revue Electric Machines and Power Systems, 1994, vol. 22, n°6, pp. 727-743

*[ZHA95] Y.F. Zhang, L. Yang, C.Q. Lee
"Optimal design integrated EMI filter"
IEEE APEC'95, 5-9 Mars 1995, Dallas, USA, pp. 274-280

[ZHO95] Z. Zhao, L. Xu, A. El-Antably
"Strategies and a computer aided package for design and analysis of induction machines for inverter-driven variable speed systems"
IEEE IAS'95, 8-12 Octobre 1995, vol.1, pp. 523-529

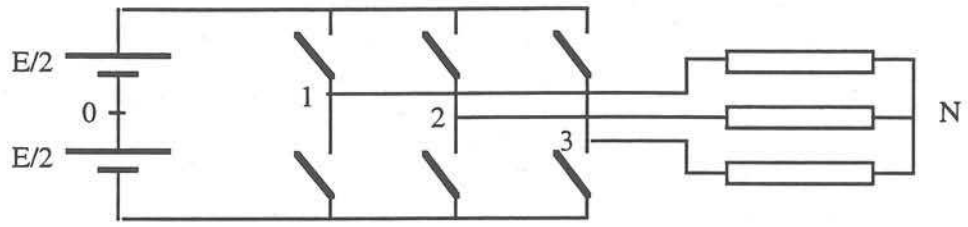
[ZHU90] D.-S. Zhu
"Modélisation des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques"
Thèse de doctorat de l'INPG, 3 Mai 1990, Grenoble

ANNEXES

ANNEXES

ANNEXE 1

Principes de la MLI vectorielle



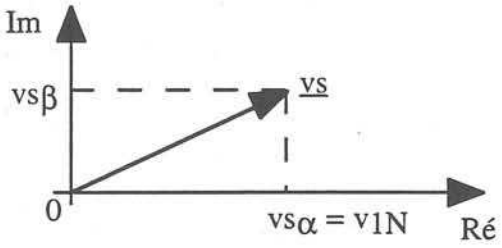
Dans le plan complexe muni du repère fixe (α,β), le vecteur tension complexe s'exprime :

$$\underline{vs} = \frac{2}{3}(v_{10} + a.v_{20} + a^2 v_{30}) = vs_\alpha + j vs_\beta$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

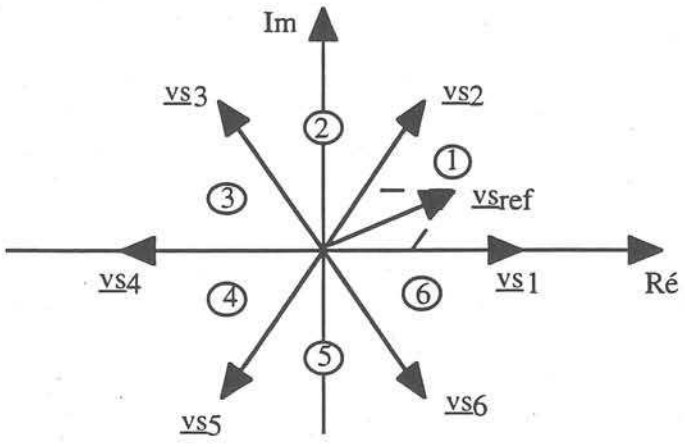
Les tensions sont équilibrées sur les trois phases : $v1N + v2N + v3N = 0$ alors $vs_\alpha = v1N$.

Elles peuvent être représentées dans le plan par un vecteur dont la projection sur l'axe réel est égal à la tension sur la phase 1.



Selon l'état des interrupteurs, l'onduleur peut prendre huit configurations.

Les vecteurs tensions correspondant se représentent comme suit dans le plan complexe :



$\underline{vs}0 = \underline{vs}7 = 0$

Le plan complexe est divisé en six secteurs.
On désigne $\underline{vs}_{ref}$ comme le vecteur tension moyen désiré à la sortie de l'onduleur, obtenu en combinant les vecteurs tensions définissant le secteur dans lequel se trouve $\underline{v}_{sref}$, et les vecteurs nuls $\underline{v}_{s0}$, $\underline{v}_{s7}$.

Si Td est la période de découpage :

$$\underline{vs}_{ref} = \frac{1}{Td}\int_0^{Td} \underline{vs}(t)\,dt = \frac{t_1}{Td}.\underline{vs}_i + \frac{t_2}{Td}.\underline{vs}_{(i+1)} + \frac{Td - 2t_1 - 2t_2}{Td}.0$$

La période de MLI est divisée selon le schéma suivant :

$\underline{vs}$	$\underline{vs}0$	$\underline{vs}_i$	$\underline{vs}(i+1)$	$\underline{vs}7$	$\underline{vs}(i+1)$	$\underline{vs}_i$	$\underline{vs}0$
Δt	$t_0/2$	t_1	t_2	t_0	t_2	t_1	$t_0/2$

avec :

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} Td \frac{|\underline{vs}_{ref}|}{E} \sin\left(i\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} Td \frac{|\underline{vs}_{ref}|}{E} \sin\left(\alpha - (i-1)\frac{\pi}{3}\right)$$

$$t_0 = \frac{Td}{2} - t_1 - t_2$$

ANNEXE 2

Les harmoniques de tension en MLI synchrone triphasée

Les travaux d'analyse harmonique réalisés pour l'étude des interactions entre convertisseur et machine asynchrone nous ont amenés à effectuer quelques remarques relatives à la structure des harmoniques de tension aux bornes d'une machine triphasée alimentée par un onduleur de tension MLI .

Rappelons que, de manière générale, la technique de MLI consiste à faire varier selon une certaine loi basse fréquence (modulante), le rapport cyclique d'un signal carré haute fréquence (porteuse). L'analyse du signal qui en résulte montre des harmoniques regroupés autour des multiples de la fréquence de porteuse.

On observera les notations suivantes :
ω_p : pulsation de porteuse
ω_m : pulsation de modulante (fondamentale)
m : indice de modulation (ω_p/ω_m) entier par hypothèse
n,p : entiers positifs
q,k : entiers relatifs
ϕ : phase à l'origine de la modulante

1. ANALYSE MATHEMATIQUE

D'après des calculs effectués par [BOY90], sur une MLI régulière asymétrique et étendus à la MLI vectorielle, la décomposition spectrale se présente sous la forme de sommes de fonctions sinusoïdales dont l'expression générale est en $\sin(p\omega_p t+q(\omega_m t+\phi))$. Leurs pulsations ($p\omega_p+q\omega_m$) sont des combinaisons des deux fréquences de base, ω_p pulsation de découpage et ω_m pulsation basse du fondamental. En théorie toutes les couples d'entiers (p,q) sont représentées. En pratique, seules quelques unes correspondent à des harmoniques d'amplitude significative. On peut exprimer le rang de chaque composante de ces sommes pour un indice de modulation entier sous la forme n = (pm+q). p désigne un multiple de la pulsation de découpage donc un groupement d'harmoniques dans le spectre et q précise la place de cet harmonique à l'intérieur du groupe.

L'examen de ces résultats nous conduit à faire deux remarques:
- Il existe plusieurs couples d'entiers (p,q) pour un même multiple $n\omega_m$ du fondamental.

- La nature du système triphasé (direct, inverse, ou homopolaire), constitué par un même élément de la somme ne dépend que de q. Selon que q = 3k, 3k+1, 3k+2, on obtiendra un système respectivement homopolaire, direct, ou inverse.

2. CONSEQUENCE POUR L'INTERPRETATION DU SPECTRE DANS LE CAS GENERAL

On en déduit que pour un rang donné n_0, l'harmonique d'un signal MLI s'exprime comme une somme infinie de sinus tels que $pm+q=n_0$. Les éléments de cette somme ne sont pas nécessairement en phase et ne forment pas, en général des systèmes de même nature. Si l'on considère la tension phase-neutre de la machine (dont le neutre est isolé), on n'a évidemment pas de grandeurs homopolaires mais des superpositions de systèmes directs et inverses et les trois phases, pour cet harmonique, ne sont donc pas nécessairement équilibrées.

Citons l'exemple d'une modulation régulière asymétrique d'indice m=10 avec un fondamental d'amplitude 150 Volts : d'après les calculs de [BOY90], l'harmonique 80 est constitué de deux composantes de même amplitude correspondant à (p=7 , q=10) (système direct) et à (p=9 , q=-10) (système inverse). L'harmonique 80 est très déséquilibré comme le montre la figure 1, et son déphasage vaut -180 °.

Ce phénomène est d'autant plus visible que l'indice de modulation est petit (jusqu'à vingt : les spectres présentent alors un « recouvrement » des groupes d'harmoniques) et que la valeur de la fréquence est élevée (figure 2). Il devient très vite négligeable pour des valeurs plus élevées, comme le montre la figure 3. Prenons l'exemple de l'harmonique de rang 7:

Pour un indice de modulation m=5 les indices des trois premières composantes de l'harmonique sont les couples (p,q) : (0,7) (1,2) (3,-8). Plus q est grand en valeur absolue, plus la fréquence de l'amplitude est faible . Ici c'est le second terme qui domine.

Pour m=50 on trouve (0,7) (4,-193) (6,-293). Les écarts entre les trois composantes sont alors nettement plus marqués, les deux dernières valeurs sont insignifiantes.

En pleine onde, les harmoniques de rangs multiples de trois sont généralement nuls car ils constituent des composantes homopolaires. Ce n'est plus le cas en MLI où la condition pour avoir un système homopolaire est donnée par q=3k. Ce sont en effet les harmoniques de porteuse et les rangs pm+3k qui correspondent souvent à des "trous" dans le spectre. Cependant leurs amplitudes sont rarement exactement égales à zéro car il existe souvent d'autres composantes non homopolaires pour ces fréquences. Par exemple pour m=5 et un fondamental d'amplitude 1, on obtient au rang 3, d'après la formule précédemment citée, une composante correspondant au couple (1,-2) de séquence directe et d'amplitude 0,08.

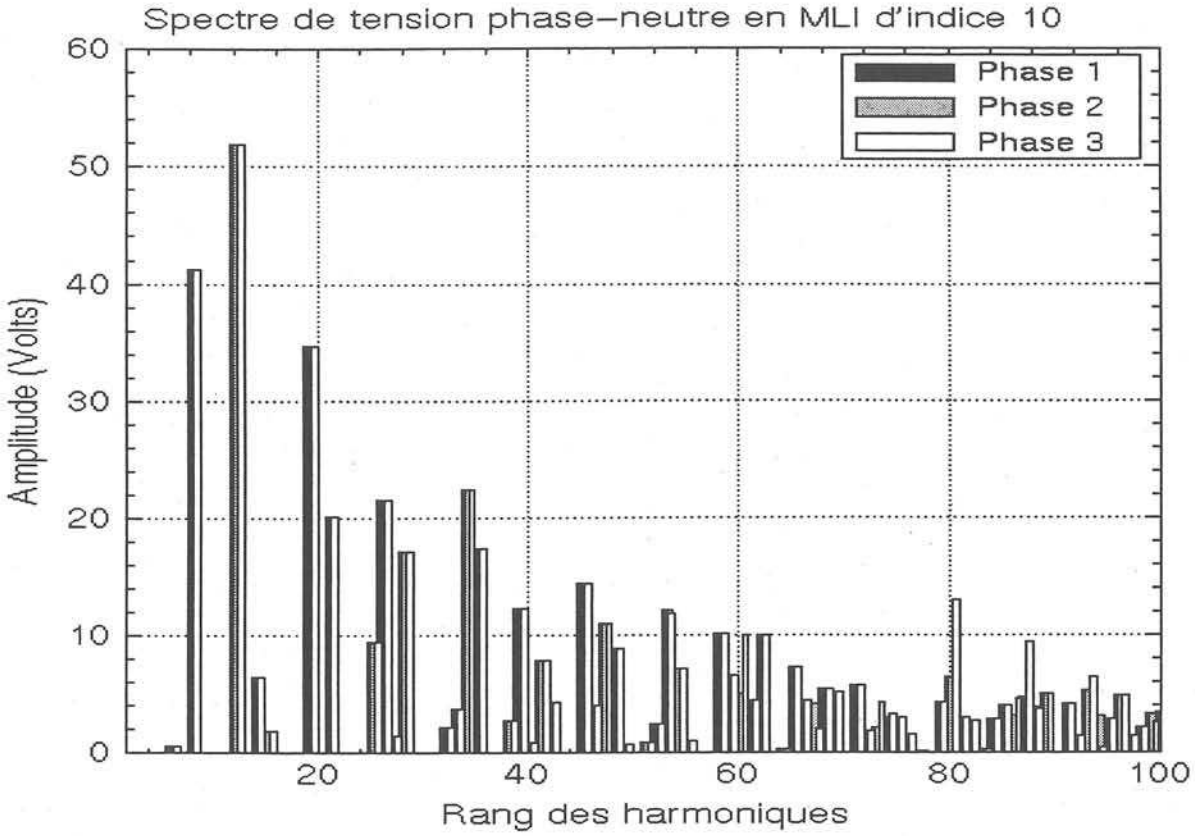


Figure 1

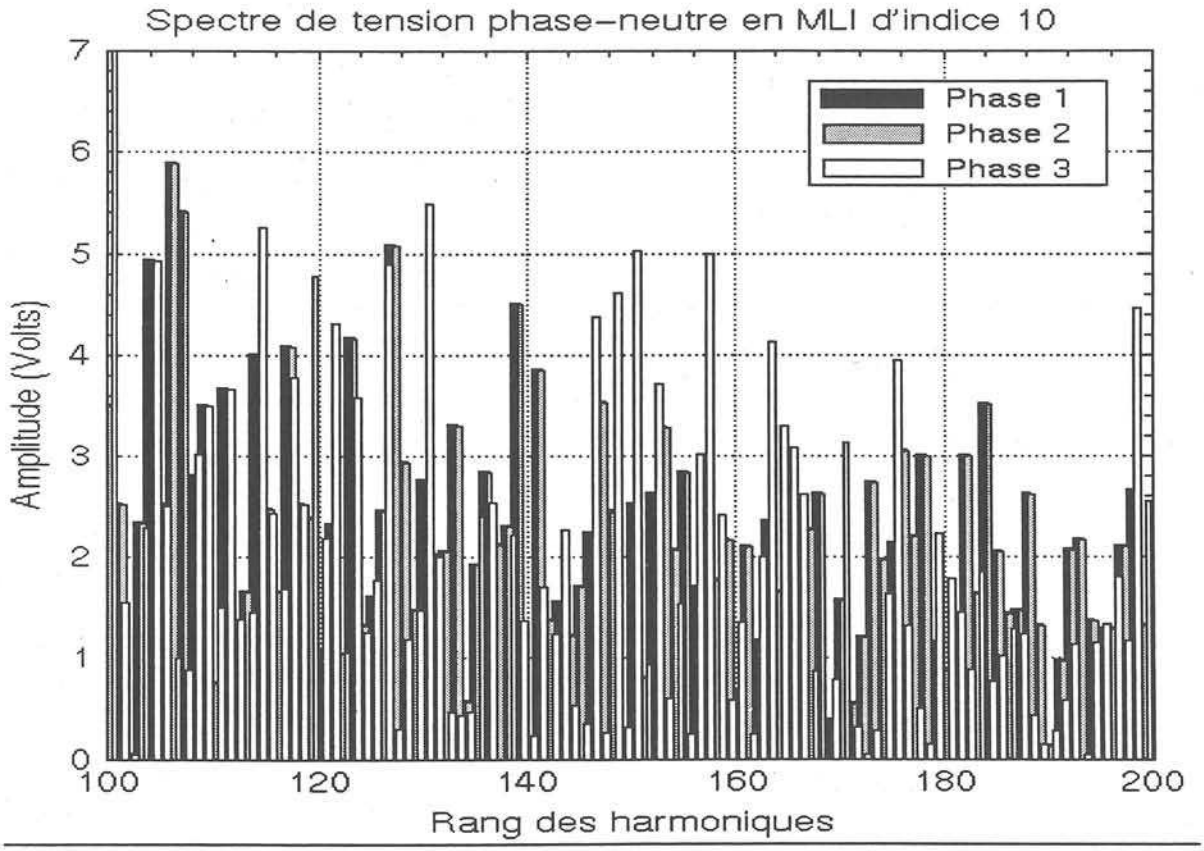


Figure 2

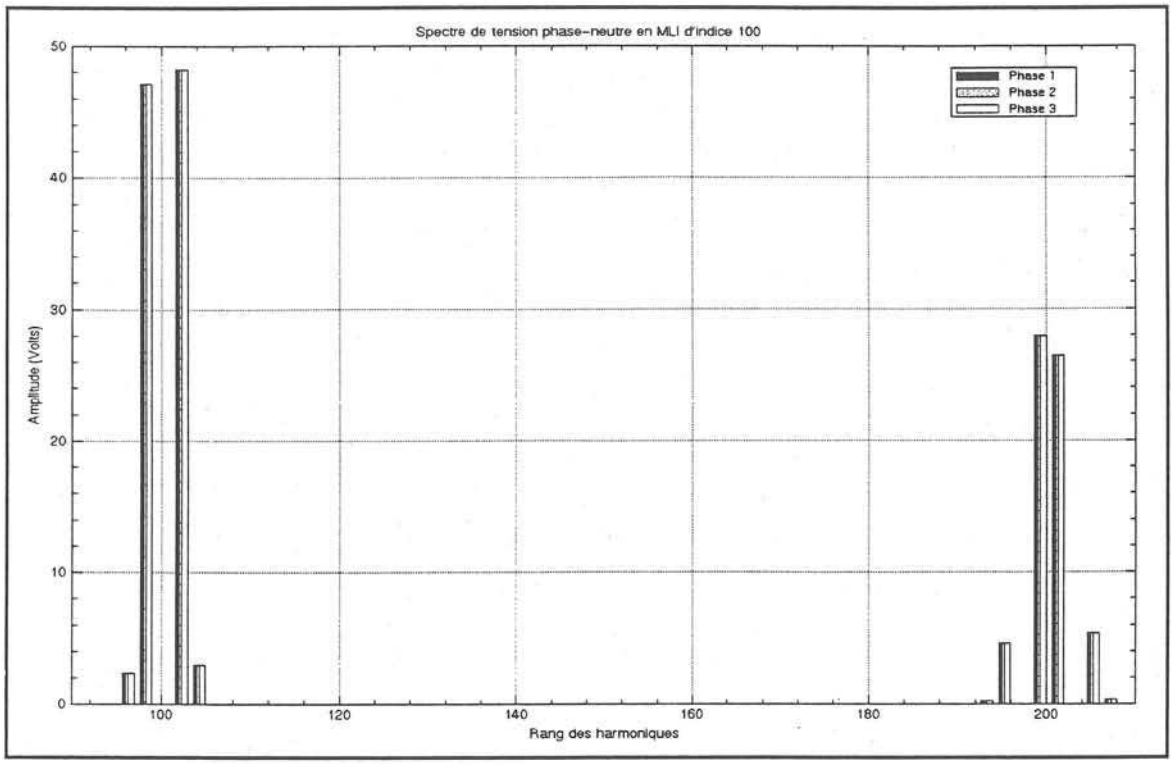


Figure 3

3. CAS PARTICULIER D'UN INDICE DE MODULATION MULTIPLE DE TROIS

Dans un cas général, la MLI est donc le mélange complexe d'une infinité de composantes difficilement séparables, ce qui rend impossible l'interprétation de son spectre avec les principes de base habituels. Il existe cependant un cas particulier pour lequel l'organisation du spectre devient beaucoup plus régulière. C'est le cas où l'indice de modulation est multiple de trois. Dans ce cas, lorsque q est un multiple de 3, pm+q l'est aussi. Ainsi les grandeurs homopolaires correspondent exactement aux harmoniques de rangs multiples de 3 dont les amplitudes sont toutes nulles dans le spectre. On en déduit aussi que les systèmes directs sont confondus avec les harmoniques de rangs 3k+1, et les systèmes inverses avec les harmoniques de rangs 3k+2. Il n'y a plus de superposition des systèmes et par conséquent plus de déséquilibres, comme on le voit sur les figures 4 et 5. On peut interpréter ce phénomène en observant que, lorsque l'indice de modulation est divisible par 3, les angles de commutations deviennent identiques sur les trois phases puisque le déphasage de 2p/3 équivaut à un nombre entier de périodes de porteuse. Dans le cas de la MLI vectorielle, cette propriété se traduit par une répartition des vecteurs dans le plan complexe symétrique par rapport aux trois axes de projection. Il s'ensuit que les formes d'ondes obtenues sur les trois phases sont superposables, elles ont donc exactement le même contenu harmonique au déphasage +ou- $2\pi/3$ près, d'où l'équilibre des phases à tous les rangs.

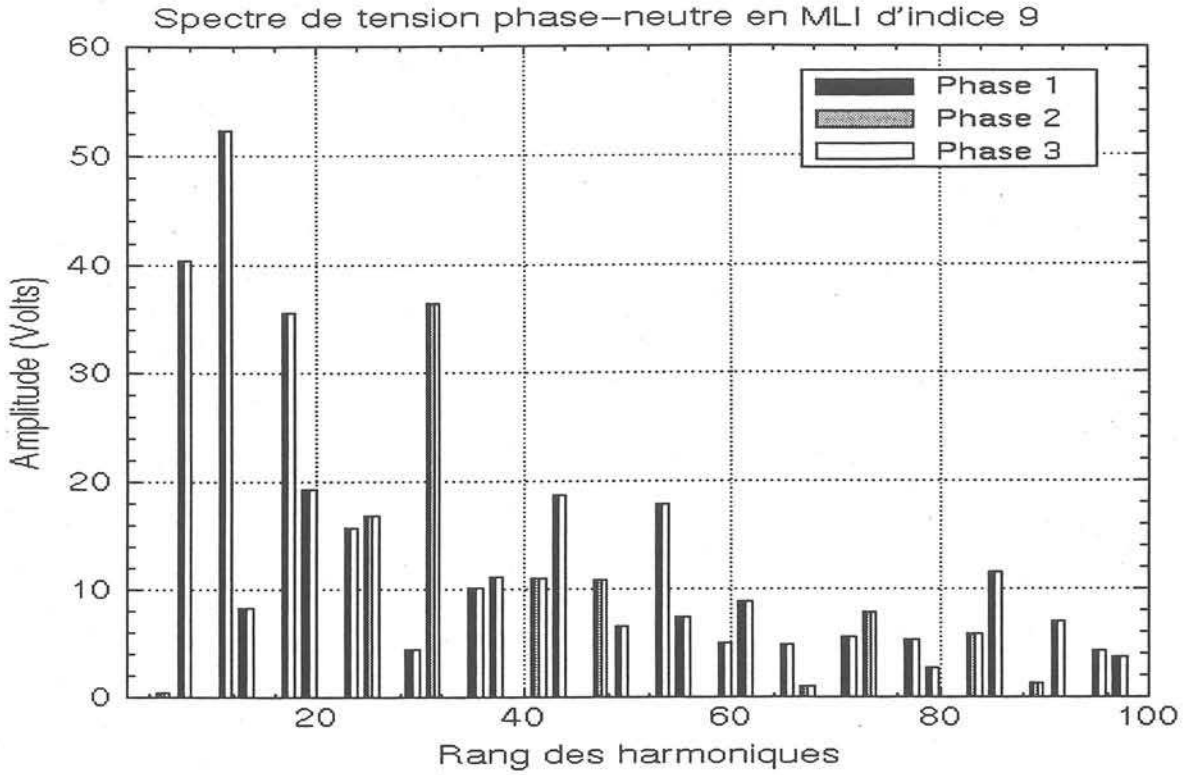


Figure 4

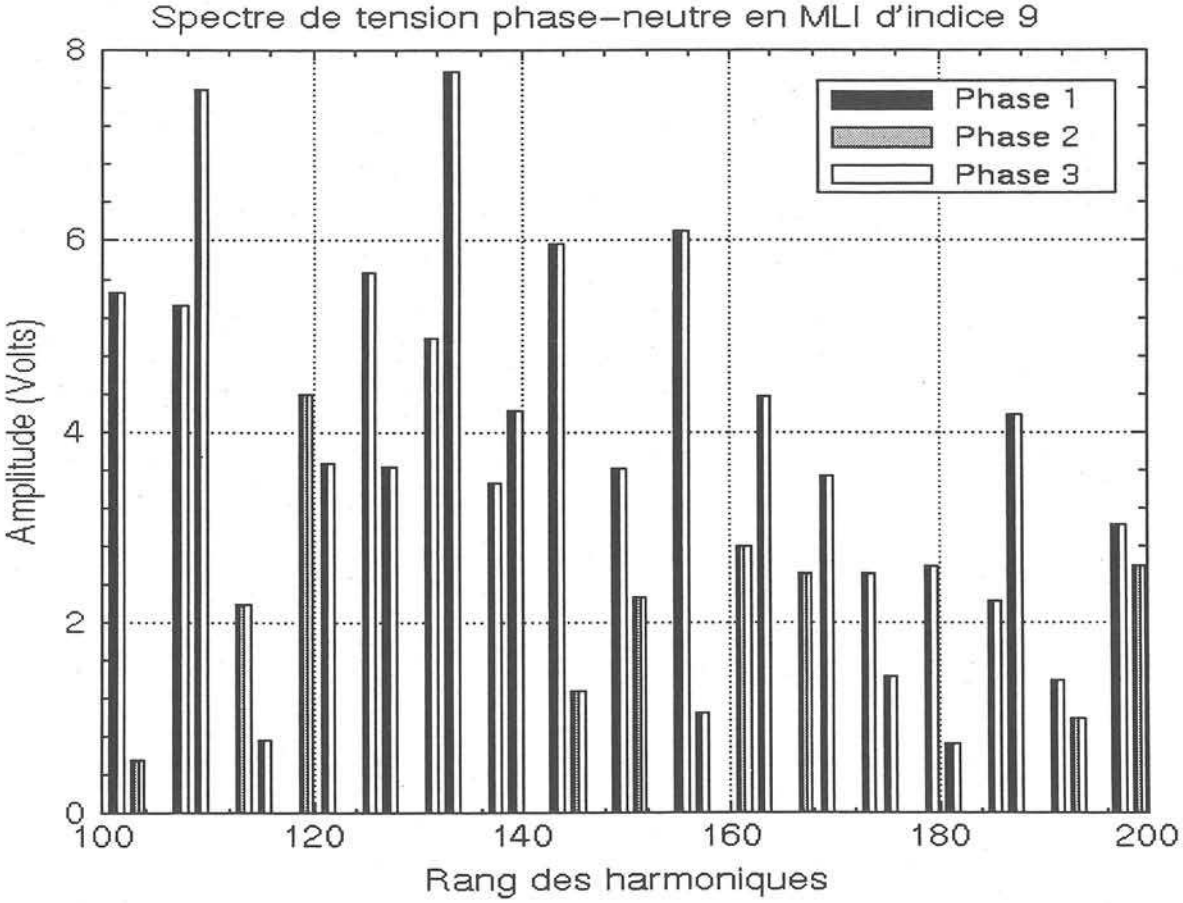


Figure 5

4. INTERPRETATION DES AUTRES CAS DE FIGURES

En dehors de ce cas particulier, les formes d'ondes sur deux phases ne sont plus les mêmes. On a pu constater que leur énergie, caractérisée par leur valeur efficace est équivalente, les trois phases sont donc globalement équilibrées, mais les spectres sont nécessairement différents. L'expérience montre que les écarts d'amplitudes sont assez faibles, la différence se trouve donc dans les déphasages qui ne peuvent plus être réguliers (120° ou 240°). Il en résulte des déséquilibres concentrés sur les harmoniques de faible amplitude. On a pu constater en effet, que les harmoniques principaux sont quasi-équilibrés. Ces perturbations s'expliquent par le fait qu'un indice de modulation de la forme 3k+1 ou 3k+2 impose des modifications dans l'ordre des séquences directes, inverses, homopolaires, qui se succèdent à partir du fondamental, et s'articulent autour des fréquences de la porteuse. Aux premiers rangs du spectre, les 3k+1 sont des séquences directes (fondamental), les 3k+2 sont inverses, et les 3k homopolaires, or un indice m de la forme 3k+1 impose comme on l'a vu ci-dessus, une séquence homopolaire au rang m. Au voisinage de m on aura donc l'ordre (3k+1)-homopolaire, (3k+2)-direct, (3k)-inverse. Le passage d'un ordre à l'autre s'effectue de façon continue du rang 1 au rang m, c'est pourquoi les déséquilibres les plus notables se situent au centre de l'intervalle, c'est à dire là où les deux ordres se superposent, là aussi où les amplitudes sont les plus faibles. En poursuivant ce raisonnement on se rend compte qu'au rang 2m on aura de nouveau une séquence homopolaire. Or, $2m=2(3k+1)=6k+2=3k'+2$, donc autour de 2m, l'ordre des séquences devient (3k+1)-inverse, (3k+2)-homopolaire, (3k)-direct, pour 3m on retrouve l'ordre initial, et ainsi de suite... Les mêmes idées s'appliquent à un indice m de la forme 3k+2. Donc, lorsque l'indice de modulation n'est pas multiple de 3 l'ordre des séquences ne cesse de changer d'un harmonique de porteuse à un autre.

5. CONCLUSION

Cette petite étude a mis en évidence quelques propriétés générales de la MLI synchrone triphasée dans le domaine fréquentiel. Son intérêt principal est l'analyse de la composition des harmoniques, et l'identification des séquences triphasées associées aux harmoniques principaux. Les phénomènes de déséquilibres constatés sont réels en théorie, mais marginaux et donc négligeables dans la plupart des cas en pratique, et peuvent être éliminés en choisissant correctement l'indice de modulation.

Résumé :

Les systèmes électrotechniques complexes tels qu'une chaîne électromécanique sont formés de plusieurs éléments de natures différentes (convertisseurs statiques, machine, charge, ...), qui interagissent de manière étroite. Ce travail a pour but d'étudier ces interactions en se limitant au cas des perturbations harmoniques, et de choisir, voire d'élaborer les outils de calcul les mieux adaptés en vue de l'analyse puis de l'optimisation globale des systèmes.

Une solution consiste à employer des moyens de simulation et de calcul spectral lourds, tant en durée qu'en volume à stocker, mais elle n'aide guère la compréhension des phénomènes et la validité des résultats est incertaine. C'est pourquoi, il est nécessaire de chercher à simplifier les calculs et/ou les modèles, et à construire des procédures systématiques d'analyse des phénomènes. Une telle approche implique la décomposition modulaire du système en sous-ensembles fonctionnels ou physiques, puis la détermination des interactions à étudier. En conséquence de quoi, un modèle est choisi pour chacun des sous-ensembles et pour son environnement. Enfin l'outil de calcul le mieux adapté à l'application doit être défini.

Une méthode d'analyse harmonique capable de prendre en compte les interactions bilatérales entre la source, le convertisseur et la machine est proposée. Elle offre une grande précision et permet de montrer, dans le cas étudié, que les interactions sont faibles et que le modèle global utilisé peut être simplifié. La méthode est aussi appliquée à un exemple d'étude de compatibilité électromagnétique, et permet alors de réduire sensiblement le volume des calculs.

Loin d'aborder encore le problème de l'optimisation, cette thèse représente un premier pas vers une approche généralisée de l'analyse globale des systèmes complexes dans un volume de calcul minimisé.

Mots-clés :

ensemble convertisseur-machine, simulation, analyse harmonique.

Abstract :

Complex electrical systems, such as electromechanical drives are composed of different types of elements (static converters, machine, load, ...), closely interacting. This work attempts to study such interactions considering harmonic disturbances, and to determine, or build the best computation tools for analysis and further optimisation of the systems.

The common solution consists in using heavy simulation programs and spectra computation algorithms. But it is too time and memory consuming; it does not help much in understanding the phenomena, and the validity of the results is questionable. That is why simplified models and optimised procedures must be looked for, to analyse the phenomena. Such an approach implies the system to be divided in elements, using functionnal or physical criteria. Then the interactions to study must be defined, and consequently a model chosen for each of the elements and its environment. Finaly, the best calculation tool must be chosen.

An harmonic analysis method, able to take into account mutual interactions between source, converter and machine is proposed. It provides a great precision. In the case under study, it has been shown that the interactions are not significant, and that the global model can be simplified. The method is also applied to an example of electromagnetic compatibility. In this case, time and memory consumption are significantly reduced.

The optimisation problem has not been faced yet, but this work presents a first step towards a generalised scheme for complex systems analysis, in a minimised computation volume.

Key words :

convertor-machine systems, simulation, harmonic analysis