THESE

présentée à

L'ECOLE CENTRALE DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

Préparée au sein du

Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance

par

Fabrice REBY

(Ingénieur Centrale Lille)

REDUCTION DES HARMONIQUES HAUTE FREQUENCE GENERES PAR LES CONVERTISSEURS STATIQUES : METHODE DE LA DERIVEE CONTINUE APPLIQUEE AU CONTROLE DU GRADIENT DE COURANT PENDANT LES COMMUTATIONS.

Soutenue le 27 Janvier 1999, devant la commission d'examen :

MM. Ph. AURIOL Rapp J.-P. FERRIEUX Rapp R. BAUSIERE Direct F.COSTA Exam B.DEMOULIN Exam H. FOCH Exam C. ROMBAUT Exam

Rapporteur Rapporteur Directeur de Thèse Examinateur Examinateur Examinateur Examinateur





AVANT-PROPOS

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été menés grâce à la collaboration de plusieurs laboratoires. Tout d'abord le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de puissance (L.2E.P.) à l'initiative de cette synergie, puis par ordre de proximité le Laboratoire de Radio Propagation et d'Electronique (L.R.P.E.), le Laboratoire de radio propagation de l'Ecole des Mines de Douai et enfin le Laboratoire d'électricité, signaux et robotique (L.E.Si.R.).

Je tiens tout d'abord à présenter mes remerciements à Monsieur le Professeur C. ROMBAUT (directeur du L.2E.P.) pour m'avoir donné sa confiance et avoir toujours su, malgré ses nombreuses responsabilités, suivre de très près ce travail.

J'adresse mes remerciements à Monsieur le Professeur R. BAUSIERE, Professeur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, qui a dirigé ce travail, pour la confiance et la liberté qu'il m'a accordées durant ces années de recherche.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur F. COSTA, Maître de Conférence (habilité) à l'ENS de Cachan, pour l'aide qu'il m'a apportée ainsi que pour l'intégrité intellectuelle dont il a fait preuve pendant ces travaux.

Je suis très honoré que Monsieur le Professeur H. FOCH, directeur du LEEI, ait accepté d'être membre de ce jury.

Je remercie Monsieur Ph. AURIOL, Professeur à l'Ecole Centrale de Lyon, ainsi que Monsieur J-P FERRIEUX, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, pour l'honneur qu'il me font en acceptant la charge de juger ce travail.

Que Monsieur le Professeur B.DEMOULIN, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, trouve ici l'assurance de mes sincères remerciements pour avoir suivi avec intérêt ces travaux et pour avoir participé à ce jury.

Je suis également reconnaissant envers Madame C. LABARRE Maître de conférence à l'Ecole des Mines de Douai pour sa collaboration.

Je remercie chaleureusement les chercheurs et personnels du L2EP, de l'Ecole Centrale de Lille, des Mines de Douai, du L.E.Si.R. (surtout Bruno Sohier), du L.R.P.E. pour leur aide mais aussi pour l'ambiance amicale qui règne dans ces établissements. Je tiens de plus à remercier mes élèves de projets, Madame Verin, mes amies, mon frère, ma cousine, mes voisins, l'équipe du rugby de l'Ecole Centrale de Lille pour leurs aides diverses et variées dans la rédaction de ce mémoire.

De plus, je tiens à remercier tout particulièrement deux génies dans leur domaine pour leur soutien scientifique : Monsieur Chalopin pour son travail sur le logiciel d'aide à la conception M.C.D.C. et Monsieur Boullenguez pour son aide dans la rédaction mathématique de la méthode.

Pour en arriver là aujourd'hui j'ai eu la chance de croiser sur mon chemin des enseignants qui croyaient sincèrement en leur métier et qui ont su me donner l'envie. Je les remercie tous, et plus particulièrement :

> M Talon, pour avoir été le premier à me faire confiance et pour avoir organisé ma réorientation de C.A.P. comptabilité vers une classe de 4^{ème} expérimentale. M Jacquinot (en B.E.P. Electrotechnique) et M Jacubovies (en Terminale F3) pour avoir été les premiers à me faire aimer le Génie Electrique. M Girard (I.U.T. de Cachan), d'être un Homme et un enseignant de si grande valeur.

Que mes parents, qui ont toujours su me soutenir au long de ma vie, trouvent ici le témoignage de ma sincère reconnaissance.

Enfin, je ne saurais oublier Nina, ma moitié, pour le soutien moral, scientifique, technique, logistique, dactylographique..... © qu'elle a su m'apporter.

CHAPITRE 1 – LA PROBLEMATIQUE C.E.M. EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.	
1.1 INTRODUCTION	4
1.2 NORMALISATION	5
1.2.1 Introduction	5
1.2.2 Définition de la compatibilité électromagnétique	5
1.2.3 Aperçu de la norme	5
1.2.3.1 Directives et normes CEM	6
1.2.3.2 Processus de normalisation	6
1.2.3.3 Exemple des normes d'émission (perturbateurs)	7
1.2.3.4 Exemples de normes d'émission conduite	8
1.2.4 Le R.S.I.L.	9
1.2.5 Les limites de la norme	12
1.2.6 Conclusion	12
1.3 LES PERTURBATIONS CONDUITES	12
1.3.1. Le mode différentiel	12
1.3.1.1. Origine du mode différentiel	12
1.3.1.2 Modélisation	13
1.3.2 Le mode commun	15
1.3.2.1. Origines du mode commun	15
1.3.2.2 Couplage entre carte électronique et châssis	16
1.3.2.3 Modélisation	17
1.3.2.4 Remèdes	17
1.3.2.5 Les spécificités du mode commun en électronique de puissance	
1.3.3 Méthodes classiques de réduction : le filtrage	20
1.3.3.1 Les structures classiques	20
1.3.3.2 Limitations technologiques	21
1.3.3.3 Conclusion	22
1.4. LES PERTURBATIONS RAYONNEES	23
1.4.1. Rayonnements électromagnétiques	23
1.4.1.1 Champ magnétique H en A/m	23
1.4.1.2 Champ électrique ou électrostatique (E en V/m)	23
1.4.1.3 Champ électromagnétique	24
1.4.2 Source haute impédance	25
1.43 Source basse impédance	26
1.4.4 Champ proche et champ lointain	27
1.4.5 Propagation des ondes électromagnétiques	
1.4.6 Localisation des antennes dans les convertisseurs statiques	30
1.5 INFLUENCES DES ELEMENTS PARASITES	32
1.5.1 Problème de l'imperfection de la capacité de découplage et de l'inductance de lissage	32
1.5.2 Performance des capacités de découplage non polarisées à film	33
1.5.3 Limitation des composants inductifs	
1.5.4 Importance des capacités et inductances parasites	36
1.5.5 Problème des non linéarités dues aux interrupteurs	
1.5.6. Problème des non linéarités dues aux courant de recouvrement	
1.6 CONCLUSION	

CHAPITRE 2 - THEORIE DE LA METHODE DE COMMANDE PAR DERIVEE CONTINUE (M.C.D.C.)

2.1 INTRODUCTION	40
2.1.1 Définition du système théorique étudié	41

2.1.2 Définition de la notion de perturbation	41
2.2 RESULTATS SUR LES SERIES DE FOURIER	42
2.3 RESULTATS THEORIQUES GENERAUX	43
2.3.1 Propriétés permettant les calculs	43
2.3.1.1 Linéarité	
2.3.1.2 Déphasage	44
2.3.1.3 Dérivation	44
2.4 ANALYSE DES GRANDEURS RELIANT LE SPECTRE HAUTE FREQUENCE ET LES FORMES D'ONDES	45
2.4.1 Influence de la fréquence	45
2.4.2 Influence des Temps de Commutation	46
2.4.2.1 Observations	46
2.4.2.2 Calcul du spectre	48
2.4.2.3 Remarques	50
2.4.3 Corrélation entre la dérivée et le spectre hautes fréquences	50
2.4.3.1 Comparaison trapèze - alternance positive de sinusoïde	50
2.4.3.2 Comparaison trapèze - 2 alternances positives de sinusoïde	52
2.4.3.3 Comparaison trapèze - alternance triangulaire	54
2.4.3.4 Trapèze dissymétrique	56
2.4.4 Le Lissage : analogie avec le filtrage	57
2.5 CALCUL THEORIQUE DE L'AMPLITUDE DES HARMONIQUES HAUTE FREQUENCE	60
2.5.1 Influence de la dérivabilité	60
2.5.1.1 Dérivée du courant continue	60
2.5.1.2 Dérivée seconde du courant continue	63
2.5.1.3 Théorie	65
2.5.2 Influence des discontinuités du signal	67
2.5.3 Influence des discontinuités dans les dérivées	68
2.5.4 Revenons aux commutations	68
2.6 ANALYSE PAR L'ANALOGIE AVEC LE FILTRAGE	71
2.6.1 Exemple du lissage par sinus cardinal	71
2.6.2 Exemple du multi-niveaux	72
2.6.2.1 Pseudo-fonction de Dirac	72
2.6.2.2 Opérateur "passage au multi-niveaux"	73
2.6.2.3 Calcul du gain	75
2.6.3 Exemple du multi-pentes	
2.6.4 Mise en relation avec le bruit ambiant	79
2.6.4.1 Dernière fréquence significative	79
2.6.4.2 Discrétisation et bruit	80
2.6.4.3 Evaluation des perturbations dues à la commande numérique	81
2.7 IDENTIFICATION DE L'INFLUENCE DU MODE DE COMMUTATION SUR LES PERTURBATIONS	83
2.7.1 La Commutation Dure	83
2.7.2 La Commutation Douce	85
2.7.3 Le Multi-Pentes	86
2.7.4 Le Multi-Paliers	
2.7.5 La Commutation par la M.C.D.C.	89
2.7.5.1 Le principe	89
2.7.5.2 Algorithmes de Raccordement des Courbes	91
CHAPITRE 3 - APPLICATION DE LA METHODE DE COMMANDE PAR DERIVEE CONTINUE (M.C.D.C.)	

3.1 INTRODUCTION	92
3.2. GRADATEUR A IGBT ASSERVI PAR LA M.C.D.C	94
3.2.1 Introduction.	94

3.2.2 La partie puissance	94
3.2.2.1 La structure de puissance	94
3.2.2.2 Choix de l'interrupteur	
3.2.2.3 Câblage de la puissance	
3.2.3 La commande	
3.2.3.1 Introduction	
3.2.3.2 Principe et limitations	
3.2.3.3 Analyse de l'asservissement	
3.2.4 Résultats	
3.2.4.1 Mesures	
3.2.4.2 Conclusion	
3.3. GRADATEUR A IGBT SUIVANT LA M.C.D.C. A L'ORDRE PREMIER SANS ASSERVISSEMENT	
3.3.1 Introduction	114
3.3.2 La partie puissance.	114
3.3.2.1 Introduction	
3.3.3 La Commande	115
3.3.3.1 Limitation de di/dt	115
3.3.3.2 Limiteur de di/dt engendrant une amélioration de la dérivabilté	
3.3.4 Résultats	119
3.3.4.1 Mesures	119
3.3.4.2 Conclusion	
3.4. HACHEUR A IGBT ASSERVI PAR M.C.D.C.	123
3.4.1 Introduction	123
3.4.2 La partie puissance	
3.4.2.1 Introduction	
3.4.2.2 Structure de puissance	
3.4.2.3 Choix de l'interrupteur	
3.4.3 La commande	
3.4.3.1 Introduction	
3.4.3.2 Principe	124
3.4.3.3 Limitation due aux inductances parasites	
3.4.3.4 Analyse de la commande	126
3.4.3.5 Limitation théorique due à la charge	128
3.4.3.6 Limitation théorique due à l'augmentation des temps de transition	129
3.4.4 Résultats	131
3.4.4.1 Mesures	131
3.4.4.2 Conclusion	135
3.5. HACHEUR A M.O.S. DE PUISSANCE ASSERVI PAR M.C.D.C. A HAUTE PERFORMANCE	136
3.5.1 Introduction	136
3.5.2 La partie puissance	136
3.5.2.1 Introduction	136
3.5.2.2 Structure de la puissance	<i>13</i> 6
3.5.2.3 Choix de l'interrupteur	137
3.5.3 La commande	138
3.5.3.1 Introduction	138
3.5.3.2 Principe	
3.5.3.4 Analyse d'un cycle	138
3.5.3.5 Linéarisation du M.O.S	
3.5.3.6 Problème de la dissipation de puissance	
3.5.4 Résultats	149
3.5.4.1 Mesures	

3.5.4.2 Conclusion	
3.6. HACHEUR EN BOUCLE OUVERTE RESPECTANT LA M.C.D.C.	152
3.6.1 Introduction	
3.6.2 La partie puissance	
3.6.2.1 Introduction	
3.6.2.2 Structure de la puissance	
3.6.2.3 Choix de l'interrupteur	
3.6.3 La commande	
3.6.3.1 Introduction	
3.6.3.2 Principe	
3.6.3.3 Analyse d'un cycle de fonctionnement	
3.6.3.4 Présentation du générateur de forme haute performance	
3.6.4 Résultats	
3.6.4.1 Mesures	
3.6.4.2 Conclusion	
3.7. CONCLUSION	
CONCLUSION GENERALE	161
ANNEXE 1	
ANNEXE 2	
ANNEXE 3	
BIBLIOGRAPHIE	

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis plusieurs années l'électronique de puissance connaît un développement considérable, entraînant une rapide évolution des technologies en matière de composant et de structure. L'augmentation conjuguée des performances en tensions, courants, temps de commutation et fréquences de fonctionnement ont fortement augmenté le niveau des harmoniques hautes fréquences dans les convertisseurs statiques.

Au même moment, sont apparues de nouvelles normes visant à réduire considérablement les perturbations électromagnétiques conduites dans les réseaux d'alimentation et rayonnées dans l'environnement. Ceci afin de protéger des électroniques de plus en plus sensibles : quelques micro joules suffisent pour détruire une porte MOS dans un circuit intégré. Ces normes de compatibilité électromagnétique de plus en plus draconiennes sont devenues un élément primordial dans le choix d'une structure de puissance. En effet, le coût engendré par la mise aux normes peut représenter une part non négligeable dans le prix d'un produit. C'est pour ces raisons que les problèmes de compatibilité électromagnétique sont maintenant pris en compte dès la conception au même titre que le rendement, les contraintes thermiques, le poids, l'encombrement....

De nombreux travaux sont menés pour améliorer la modélisation des phénomènes hautes fréquences entraînés par les convertisseurs statiques, afin de pouvoir prédire avec précision les perturbations engendrées par ce type de montage. À l'heure actuelle la modélisation des perturbations conduites B.F. peut être considérée comme de bonne qualité ; il n'en est pas de même pour les perturbations H.F.. Un grand travail d'analyse et de compréhension reste à mener dans ce domaine. La prise en compte au plus tôt ne constitue pas une solution miracle mais juste une précaution pour éviter un surcoût disproportionné entraîné par le blindage et le filtrage.

Cette approche ne propose pas l'amélioration technologique d'un système, mais permet juste de trouver le minimum d'un problème à plusieurs variables. Et pour que cette solution reste intéressante, il est nécessaire qu'elle possède de nombreux degrés de liberté ; ses degrés de liberté étant fournis par les différentes technologies de composants, par les différentes géométries physiques possibles pour un même circuit (ceux-ci permettant de jouer sur les éléments

1

parasites), par les différentes structures proposées permettant d'arriver aux mêmes exigences électriques (ceci apportant une palette importante de choix dans les formes d'onde de puissance). Concernant la structure intrinsèque des convertisseurs, de nombreux travaux ont été menés afin de proposer des montages qui diminuent l'amplitude des harmoniques basses fréquences (PFC, filtres actifs à absorption sinusoïdale...) et permettent ainsi de rentrer dans les normes basses fréquences. Il est bon de rappeler que la plupart du temps ces systèmes ne font que déplacer le problème vers les hautes fréquences. Et c'est là tout le problème car peu de solutions sont proposées aux concepteurs, quant à la réduction des perturbations conduites (H.F.) ou rayonnées (T.H.F.), mis à part les solutions empiriques que sont le blindage et le filtrage.

Les travaux les plus marquants dans ce domaine ont été la mise en évidence de la corrélation entre commutations et perturbations, les progrès techniques apportés aux composants de filtrage (condensateur de découplages), ainsi que la compréhension des phénomènes de propagation de d'amplification dus aux composants parasites. Il semblait que l'électronique de puissance était tombée dans une impasse : l'augmentation de la vitesse des composants permettait une forte diminution de taille des inductances et capacité des structures de puissance, mais en contrepartie augmentait de façon importante les structures de filtrage (composants encore plus coûteux, du fait de leur grande bande passante) et de blindage.

C'est dans ces circonstances que le laboratoire décida de créer un axe de recherche dans ce domaine. Ne possédant ni matériel ni compétence en compatibilité électromagnétique, nous nous sommes rapprochés du laboratoire de radio propagation électrique (nos voisins), spécialiste des problèmes de compatibilité électromagnétique dans les circuits d'électronique petits signaux. L'objectif du laboratoire était double, tout d'abord un objectif technique : réaliser une étude poussée sur la génération des perturbations au sein des circuits d'électronique de puissance afin de proposer une topologie optimum selon l'application désirée, mais surtout un objectif stratégique: la C.E.M. réclame des investissements lourds et il était donc nécessaire d'envoyer un "éclaireur" afin de pouvoir quantifier les opportunités de recherche dans ce domaine.

Le premier objectif a quelque peu évolué au cours de la thèse, une étude poussée de la génération des perturbations a bien eu lieu, mais une découverte très intéressante reliant la dérivabilité et l'amplitude des harmoniques hautes fréquences nous a permis d'envisager des solutions beaucoup plus généralisables. Par ailleurs, elle nous a donné l'opportunité de pouvoir travailler

2

en collaboration avec le L.E.Si.R. ; cette collaboration fut très enrichissante pour le laboratoire. Nos travaux sont présentés au travers de trois chapitres, le premier de ces chapitres rappelle les concepts fondamentaux de la compatibilité électromagnétique au travers de l'électronique de puissance (source, moyen de propagation, composants parasites, mesures, normes...), le second chapitre présente les corrélations entre les différentes grandeurs électriques et les harmoniques hautes fréquences génératrices de perturbation, ainsi que le concept de commandes par dérivées continues, enfin le troisième chapitre présente les applications de ce nouveau concept de commande aux interrupteurs de puissance classiques (IGBT, MOS, bipolaire) au travers de diverses structures de convertisseurs statiques. De plus, nous présentons en annexe un logiciel d'aide à la conception M.C.D.C. développé en partenariat avec la société Alpha C.S.P..

CHAPITRE I

LA PROBLEMATIQUE C.E.M. EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

CHAPITRE 1 - LA PROBLEMATIQUE C.E.M. EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.	
1.1 INTRODUCTION	4
1.2 NORMALISATION	5
1.2.1 Introduction	5
1.2.2 Définition de la compatibilité électromagnétique	5
1.2.3 Aperçu de la norme	5
1.2.3.1 Directives et normes CEM	6
1.2.3.2 Processus de normalisation	6
1.2.3.3 Exemple des normes d'émission (perturbateurs)	7
1.2.3.4 Exemples de normes d'émission conduite	8
1.2.4 Le R.S.I.L.	9
1.2.5 Les limites de la norme	12
1.2.6 Conclusion	12
1.3 LES PERTURBATIONS CONDUITES	12
1.3.1. Le mode différentiel	12
1.3.1.1. Origine du mode différentiel	12
1.3.1.2 Modélisation	13
1.3.2 Le mode commun	15
1.3.2.1. Origines du mode commun	15
1.3.2.2 Couplage entre carte électronique et châssis	16
1.3.2.3 Modélisation	17
1.3.2.4 Remèdes	17
1.3.2.5 Les spécificités du mode commun en électronique de puissance	18
1.3.3 Méthodes classiques de réduction : le filtrage	20
1.3.3.1 Les structures classiques	20
1.3.3.2 Limitations technologiques	21
1.3.3.3 Conclusion	22
1.4. LES PERTURBATIONS RAYONNEES	23
1.4.1. Rayonnements électromagnétiques	23
1.4.1.1 Champ magnétique H en A/m	23
1.4.1.2 Champ électrique ou électrostatique (E en V/m)	23
1.4.1.3 Champ électromagnétique	24
1.4.2 Source haute impédance	25
1.43 Source basse impédance	26
1.4.4 Champ proche et champ lointain	27
1.4.5 Propagation des ondes électromagnétiques	
1.4.6 Localisation des antennes dans les convertisseurs statiques	
1.5 INFLUENCES DES ELEMENTS PARASITES	32
1.5.1 Problème de l'imperfection de la capacité de découplage et de l'inductance de lissage	32
1.5.2 Performance des capacités de découplage non polarisées à film	
1.5.3 Limitation des composants inductifs	
1.5.4 Importance des capacités et inductances parasites	
1.5.5 Problème des non linéarités dues aux interrupteurs	
1.5.6. Problème des non linéarités dues aux courant de recouvrement	
1.6 CONCLUSION	

1.1 INTRODUCTION

La C.E.M. est l'art de faire fonctionner toutes sortes de systèmes électriques sans qu'ils se nuisent (le terme de système électrique est un terme vaste qui peut aller jusqu'au corps humain). La problématique C.E.M. peut être dans la majorité des cas modélisée par la chaîne d'acteurs représentée figure 1.



Figure 1 : Modélisation d'un problème C.E.M.

Le perturbateur est la source énergétique du problème (exemple : la tension aux bornes d'un interrupteur, le courant dans une boucle...). Les notions liées à l'étude du perturbateur sont toutes ses grandeurs électriques (tension, courant, fréquence, dv/dt, dl/dt...). La caractérisation de toutes ses grandeurs permet de prédire la potentialité de perturbation engendrée par un perturbateur. Dans la notion de chemin, on englobe l'antenne (doublet de Hertz, doublet magnétique, couplage capactif...) et les voies de propagations (air, conducteurs, blindage, masse...). Le perturbé est l'élément mis en défaut , son étude est donc orientée sur sa résistance aux agresseurs ; ses limites sont caractérisées par une étude en susceptibilité.

Ce chapitre commence par un rappel des normes C.E.M. permettant de clarifier les droits et les devoirs du perturbateur et du perturbé, puis nous rappellerons les divers concepts essentiels à la compréhension générale des liens entre l'électronique de puissance et la C.E.M. Ces liens sont introduits au travers de divers montages, afin de ne pas réduire notre étude à un type de convertisseur particulier. Les thèmes abordés dans ce chapitre sont volontairement très variés (boucle de rayonnement, capacités parasites, topologies, mode de commutation, blindage...) afin de donner une vue d'ensemble sur les problèmes et les solutions proposées avant ce travail.

1.2 NORMALISATION ([1] A [10])

1.2.1 Introduction

Il nous paraissait indispensable de parler de l'aspect normatif lié à la compatibilité électromagnétique, cette problématique ayant été le moteur de beaucoup de travaux menés ces dernières années. Un livre entier aurait été nécessaire pour pouvoir présenter la norme dans toutes ses exceptions. Ceci n'étant pas le but d'une thèse, nous nous limiterons donc dans les paragraphes suivants à :

- rappeler la définition officielle de la C.E.M.
- rappeler la grande diversité de produits touchés par le marquage CE
- rappeler ce que sont les directives et normes C.E.M.
- rappeler quel est le processus de normalisation
- montrer la volonté des législateurs
- présenter succinctement la problématique de la mesure.

1.2.2 Définition de la compatibilité électromagnétique

CEM (EMC): Aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour d'autres matériels, appareils ou systèmes (définition du Comité Electrotechnique International).

1.2.3 Aperçu de la norme

Depuis le début de l'année 1996, la réglementation de la C.E.M. instaurée par la directive 89/336/CEE est en application obligatoire et définitive pour permettre la libre circulation des produits concernés sur tout le territoire de l'Union Européenne (UE). Cette réglementation a été transcrite en Droit français par le Décret 92587 du 26 Juin 1992.

Les produits concernés représentent tous les appareils électriques et électroniques ainsi que les équipements et installations qui contiennent des composants électriques et/ou électroniques :

- susceptibles de créer des perturbations électromagnétiques
- dont le fonctionnement risque d'être affecté par ces perturbations.

Une déclaration de conformité doit impérativement comporter le marquage CE accompagné du document de déclaration de conformité (description du matériel, références aux normes, identification du signataire,).

Les normes établies par les organismes compétents permettent de classer :

- les perturbations et leur propagation
- les produits ou familles de produits
- les mesures à effectuer.

En 1997, la conformité CE a inclus la directive basse tension BBT.

1.2.3.1 Directives et normes CEM

La certification d'un produit (marquage CE) indique que celui-ci est conforme aux exigences essentielles d'une directive. Une directive est une suite de règles d'utilisation et de mesures à support normatif, élaborée par un conseil en vue de la libre circulation d'un produit.

1.2.3.2 Processus de normalisation

Le CEI (Commission Electrotechnique Internationale) est l'organisme mondial en matière de normalisation Electrotechnique. L'ACEC est l'organisme de coordination. Le CENELEC est l'organisme de normalisation Electrotechnique de la Communauté Européenne.

En CEM, il existe 3 types de normes.



Figure 2 : Les types de normes.

Les normes de base ou fondamentales issues du CEI et du CISPR constituent un support de travail mais ne sont pas utilisables dans le cadre de la Directive 89/336/CEE. Les normes génériques (première famille de normes harmonisées) établies par le CENELEC et l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) se réfèrent aux normes fondamentales pour les méthodes d'essais et les mesures détaillées. Elles incluent les prescriptions et essais concernant l'émission et l'immunité. Deux environnements sont actuellement concernés : les normes de produits ou de familles de produits (deuxième famille de normes harmonisées) s'appliquent à des produits où les mêmes normes sont applicables (radio, télévision, équipement pour le traitement de l'information, ATI,). Elles ont priorité sur les normes génériques. Notons au passage quelques classes de localisation (environnement) définies par le 77/GT6 : la classe résidentielle rurale, la classe résidentielle urbaine, la classe centre de télécommunication, la classe système de traction, la classe centrale électrique,

1.2.3.3 Exemple des normes d'émission (perturbateurs)

Les mesures d'émission consistent à quantifier les perturbations rayonnées et les perturbations conduites.

Normes de bases :	CEI 555-1, 555-2, 555-3 ;
	CENELEC EN55011, EN55014, EN55022
	Normes françaises C91-100, 101,104, 110.

Normes EN :

Référence	Titre	Issuede
EN 55011	Limites et méthodes de mesure des caractéristiques de perturbations	CISPR 11
	radioèlectriques des appareils industriels, scientifiques et médicaux (ISM) à fréquence radioélectrique	
EN 55013	Limites et méthodes de mesure des caractéristiques de perturbations	CISPR 13
	électromagnétiques des récepteurs de radiodiffusion et des appareils associés	
EN 55014	Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des appareils	CISPR 14
G A-MATRA	électrodomestiques, des outils portatifs et des appareils électriques	(+Amdt
EN 55015	Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des lampes à	CISPR 15
(+ Amdt 1)	fluorescence et des luminaires relatives aux perturbations	(+ Amdt I)
EN 55022	radioélectriques Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des appareils de	CINDDOO
	traitement de l'information relatives aux perturbations radioélectriques	

EN 55020 EN 60555-1	Immunité des récepteurs de radiodiffusion et appareils associés Perturbations produites dans les réseaux d'alimentation par appareils électrodomestiques et les équipements analogues.	les CEI 555	-1
EN 60555-2	Premiere partie : Definitions Perturbations produites dans les réseaux d'alimentation par appareils électrodomestiques et les équipements analogues	les CEI 555	-2
EN 60555-3	Deuxieme partie : Harmoniques Perturbations produites dans les réseaux d'alimentation par appareils électrodomestiques et les équipements analogues Troisième partie : Fluctuations de tension	les CEI 555	3

Normes génériques :

EN 50081-1 (1992) : environnement résidentiel, commercial et industrie légère, inspirée des normes EN 55014, EN 55022, EN 60555-2 et EN 60555-3.

EN 50081-2 (1993) : environnement industrie lourde, inspirée de EN 55011.

1.2.3.4 Exemples de la norme EN55015

L'une des premières études que nous ayons menées en collaboration avec le L.E.Si.R. fut la réduction des perturbations conduites d'un gradateur pour lampe halogène. Les normes auxquelles nous nous sommes référés sont les normes européennes concernant les éclairages domestiques, soit la norme EN 55015 :



Figure 3 : Norme EN 55015

La figure 3 présente cette norme, qui s'étend de 9 KHz à 30 Mhz (bandes A et B : 9 à 150 kHz, bande C : 150 kHz à 30 MHz). L'amplitude maximale autorisée varie de 110 dB μ V à 56

 $dB\mu V$, ce qui correspond à un signal variant de 316 mV à 0,63 mV aux bornes de l'appareil de mesure : le RSIL (Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne).



1.2.4 Le R.S.I.L.

Figure 4 : R.S.I.L.

Le réseau stabilisateur d'impédance de ligne (figure 4) a différentes fonctions : la première est de séparer les perturbations dues au réseau des perturbations de l'appareil sous test. On peut décomposer le R.S.I.L. en un filtre passe-bas (vu du réseau) en mode différentiel (figure 5) et en mode commun (figure 6) et en un filtre passe-haut pour la mesure.



Figure 5 : Filtre BF de mode différentiel



Figure 6 : Filtre BF de mode commun



Position 1 (phase/masse)



 $Vrsil = R \cdot Imc(neutre/masse) + R \cdot Imd$



 $Vrsil = R \cdot Imc(phase/masse) + R \cdot Imd$

Figure 7 : Mesure des deux modes communs.

L'analyseur de spectre mesure une combinaison du courant de mode commun (phase-masse ou neutre-masse selon la position du commutateur) avec le courant de mode différentiel (figure 8) au travers de l'impédance d'entrée (50 ohms) de l'analyseur de spectre.

Sa seconde fonction est de présenter une impédance de 50 ohms en mode commun et de 100 ohms en mode différentiel, vue de la charge. Pour obtenir indépendamment le courant de mode commun et le courant de mode différentiel, il faut se servir d'une pince de courant.



Figure 8 : Mesure du courant de mode commun et de mode différentiel par pince de courant.

La figure 8 donne le câblage à réaliser pour obtenir ces courants. Nous venons de voir dans les paragraphes précédents que les normes de perturbations conduites se présentent sous forme de courbes de niveau à ne pas dépasser. Ces niveaux correspondent à des niveaux de tensions recueillies par le R.S.I.L.. Il est possible par un calcul simple de passer d'un niveau en tension à un niveau en courant : I=U/R en décibels ; une division correspond à une soustraction :

d'où
$$I_{dB} = U_{dB} - 20Log50 = U_{dB} - 14dB$$
.

Le problème vient du fait que ce niveau de courant est un mélange des courants de mode commun et de mode différentiel. La norme ne donne pas un gabarit en mode différentiel et un autre en mode commun. Il est cependant possible de créer deux pseudo-gabarits qui permettent de respecter la norme dans n'importe quel cas. Avec ces gabarits, la perturbation mesurée par le R.S.I.L. sera au pire la somme algébrique du courant de mode commun et du courant de mode différentiel (courant en phase). Donc, en se fixant comme niveau maximum pour le courant de mode commun ou de mode différentiel la moitié du niveau du courant normalisé, le respect de ces pseudo-gabarits entraînera le respect de la norme. La réciproque n'étant pas vraie, un des courants peut dépasser son pseudo-gabarit sans pour autant entraîner un dépassement systématique des normes. Le pseudo-gabarit à respecter en mode différentiel et en mode commun (en dB micro ampères) est représenté figure 9. Ce gabarit est le même que celui de la figure 10 décalé de 14 dB vers le bas pour la division par la résistance et à nouveau décalé de 6 dB correspondant à la division par 2 des perturbations entre le mode commun et le mode différentiel, soit au total un décalage de 20 dB. Une approche séparant le mode commun et le mode différentiel est très intéressante pour trouver les solutions de réduction des perturbations les plus adéquates.



Figure 9 : Construction de la norme en courant.





1.2.5 Les limites de la norme

- La mesure peut perturber de façon significative le comportement HF d'un système.
- La norme a une vision par appareillage. Il serait sans doute nécessaire d'y ajouter une vision plus globale d'insertion du matériel dans un ensemble de matériel existant.

La première limite est technique : en effet toute mesure CEM (conduite et rayonnée) influe sur le milieu donc sur les niveaux réels des grandeurs sous test. Cette influence peut se révéler dans certaines configurations non négligeable.

La deuxième limite est temporelle. Pour réduire les temps de tests, les mesures de normalisation s'effectuent par sommation des amplitudes sur une certaine bande de fréquence (mesure quasi-crête). Le problème d'une telle mesure est la bande passante du filtre, car l'effet de certaines méthodes de diminution des perturbations par l'étalement du spectre (exemple : modulation de fréquence) est complètement masqué, alors que l'amélioration est réelle.

La dernière limite vient de l'absence de normes sur la densité de produits sur un même site géographique. Un ordinateur seul passe aux normes, cependant, en est-il de même pour une salle de vingt consoles ?

1.2.6 Conclusion

A travers ces derniers paragraphes, nous avons pu mieux cerner la volonté du législateur. En effet nous avons pu entr'apercevoir la complexité de la norme et mis en évidence quelques carences normatives et de mesure. En conclusion, les processus de normalisation ne sont pas encore parfaits mais leur mise en place dans la communauté européenne est une obligation pour que le génie électrique puisse continuer son développement.

12

1.3 LES PERTURBATIONS CONDUITES ([11] A [30])

1.3.1. Le mode différentiel





Figure 11 : Visualisation de l'absence de perturbations de mode différentiel sur charge linéaire.

Le mode différentiel est le mode de propagation normal du courant. Son origine est le spectre intrinsèque de la forme d'onde du courant circulant entre la phase et le neutre. Première constatation, (figure 11) une charge passive seule ne peut en aucun cas être à l'origine d'un dépassement de norme conduite (sauf s'il apparaît des non linéarités dues à des saturations par exemple). Les éléments passifs ne peuvent être que des facteurs aggravants : ils peuvent amplifier un harmonique par résonance, mais en aucune manière générer spontanément un nouvel harmonique. La génération d'harmoniques est intrinsèquement liée à une déformation non linéaire du courant ; or celle-ci est due à des éléments actifs (comme un interrupteur, voir figure 12). La richesse du spectre engendré par ces déformations est liée à différentes

grandeurs : amplitude, fréquence, gradients..... Ces liens seront quantifiés finement dans le second chapitre.

La figure 12 montre la dégradation spectrale qu'entraîne l'insertion d'un interrupteur dans un circuit. Les discontinuités du courant sont à l'origine du dépassement des normes.



Figure 12 : Création de perturbations de mode différentiel sur charge non-linéaire.





Figure 13 : Modélisation du mode différentiel

La modélisation du mode différentiel est donc réalisée par un générateur de courant équivalent (figure 13). En théorie, le réseau impose la tension et la charge le courant. Cette modélisation est très utile pour le dimensionnement de filtres. Dans ce cas, on remplace la tension réseau par l'impédance imposée par la norme 100 Ohms (RSIL) et l'on peut directement calculer le filtre de mode différentiel grâce aux pseudo-normes.

1.3.2 Le mode commun

1.3.2.1. Origines du mode commun

Le mode commun est un mode de propagation beaucoup plus difficile à modéliser que le mode différentiel car son cheminement est intrinsèquement parasite (capacitif). Un convertisseur peut très bien être aux normes lors d'un essai sans boîtier, et ne plus les respecter avec celui-ci. La figure 14 montre que n'importe quel circuit imprimé est en liaison capacitive avec la masse.



Figure 14 : Valeur moyenne de la capacité parasite d'une plaque au-dessus d'un plan de masse

Le mode commun, contrairement au mode différentiel qui dépend exclusivement du courant circulant entre la phase et le neutre, dépend de toutes les sources de dV/dt du montage et de toutes les capacités parasites les reliant à la masse, ce qui complique énormément sa prédiction. Cette complexité explique l'intérêt des pseudo-normes qui permettent de séparer les problèmes de mode différentiel et ceux de mode commun.



Figure 15 : Chemin de couplage du mode commun dans une cellule de commutation.

Le figure 15 présente au travers du fonctionnement d'un hacheur les mécanismes de couplage à la masse et le courant de mode commun généré par l'interrupteur principal.

1.3.2.2 Couplage entre carte électronique et châssis

Nous avons vu qu'une carte isolée présentait une capacité intrinsèque C_i lorsqu'elle était éloignée d'un plan de masse et une capacité plan C_p lorsqu'elle était rapprochée. Si un courant parasite, I_{mc} , apparaît en mode commun, c'est qu'il circule dans la carte, par le chemin le plus court pour aller vers le plan de masse, en passant par un condensateur équivalent. Il peut donc y avoir perturbation ou destruction du composant le plus susceptible.



Figure 16 : Chemin de couplage dans un circuit.

Ce phénomène explique :

- L'effet de main : le bruit d'une carte varie en fonction de la position de la main. En faisant varier la distance entre la main et la carte, on fait varier la capacité C_p, donc les courants de mode commun.
- Le dysfonctionnement d'une carte lorsque celle-ci est mise dans un boîtier métallique, alors qu'elle fonctionnait sur table isolée. Là encore le problème vient d'une augmentation importante de C_p lors de la mise en boîtier.



Figure 17 : Modélisation circuit.

La génération de courant de mode commun dans une carte est due à n'importe quelle source de dv/dt dont l'un des pôles est en liaison (directe ou indirecte) avec une capacité de mode commun (figure 17).

1.3.2.4 Remèdes

Solution 1 : Lorsque la carte est dans un boîtier métallique, il suffit de relier celui-ci à la terre et de mettre des filtres (de mode commun) sur les entrées ou les sorties conductrices de perturbations.

Solution 2 : Lorsque le châssis est en plastique, il faut positionner un écran électrostatique autour de la carte ou parallèlement à celle-ci (feuille d'aluminium, métallisation) et la relier à la référence de la carte (figures 18 et 19).







Figure 19 : Modélisation circuit de l'écran électrostatique.

1.3.2.5 Les spécificités du mode commun en électronique de puissance.

Le problème reste le même que dans n'importe quel circuit avec une difficulté supplémentaire. En électronique de puissance, il est nécessaire d'évacuer l'énergie thermique dissipée par les interrupteurs. La figure 20 montre le problème entraîné par les radiateurs connectés ou non à la masse. Or, il est impossible de laisser à un potentiel flottant les dissipateurs, d'une part pour des raisons de sécurité, d'autre part car ceux-ci se transforment en antennes émettrices de champs électriques.



Figure 20 : Mise en évidence du dilemme champ E et du courant de mode commun.



Figure 21 : Application de l'écran électrostatique au composant de puissance.



Figure 22 : Représentation circuit de l'écran électrostatique.

La figure 22 présente la méthode classique de diminution du courant de mode commun par feuilletage.



Figure 23 : Schéma de principe de la réinjection de mode commun.

La figure 23 présente une méthode moins classique développée par le L.E.Si.R.. Cette méthode a pour principe la réinjection des courants de mode commun ; elle est d'une très grande efficacité. En effet, nous pouvons voir, sur la même figure, la comparaison de deux spectres de courant de mode commun l'un avec ce système, l'autre sans. Les figures 22 et 23 sont extraites de la thèse de M LABOURE[49].

1.3.3 Méthodes classiques de réduction : le filtrage

1.3.3.1 Les structures classiques

La figure 25 expose différentes structures de filtre de mode différentiel. La grandeur d'état de la perturbation étant le courant, pour obtenir le meilleur rapport nombre de composants/degré de décroissance des perturbations, il est nécessaire de désadapter l'impédance de la source de perturbation. Donc pour une source de courant pure (générateur de courant en parallèle avec une impédance infinie), il faut placer en parallèle une capacité.



Irsil / I = 1 Vrsil = R . Irsil (R = 50 Ohms) Irsil / I = 1 / (1 + 2RC p) Vrsil = R . Irsil (R = 50 Ohms) Irsil / I = 1 / (1 + 2RC p + LC p^2) Vrsil = R . Irsil (R = 50 Ohms) Irsil / I = 1 / (1 + 2RC p)

(R = 50 Ohms)

 $Vrsil = R \cdot Irsil$

¥7....:1

$$Vrsh = R \cdot Irsh$$
 (R = 50 Ohms)
Irsil / I = 1 / (2RC p + LC p²+ 2RLC² p³)

50 Ol

Vrsil = R . Irsil (R = 50 Ohms)
Irsil / I = 1 / (1 + 2RC p + LC
$$p^2$$
)

Figure 25 : Les filtres classiques de mode différentiel.

La figure 26 présente différentes structures de filtre de mode commun. La grandeur d'état de la perturbation étant la tension, pour obtenir le meilleur rapport nombre de composant/degré

de décroissance des perturbations, il est nécessaire de désadapter l'impédance de la source de perturbation. Donc pour une source de tension pure (générateur de tension en série avec une impédance nulle), il faut placer en série une inductance.



- Vrsil = R . Irsil (R = 50 Ohms) Vrsil / V = 1 / (1 + (L/R) p)
- $Vrsil = R \cdot Irsil$ (R = 50 Ohms) Vrsil / V = 1

 $Vrsil = R \cdot Irsil$ (R = 50 Ohms)

$$Vrsil / V = 1 / (1 + (L/R) p)$$

 $Vrsil = R \cdot Irsil \qquad (R = 50 \text{ Ohms})$

 $Vrsil / V = 1 / (1 + (L/R) p + LC p^2)$

Vrsil = R . Irsil (R = 50 Ohms)
Vrsil / V = 1 / (1 + (L/R) p + LC
$$p^2$$
)

Vrsil = R . Irsil (R = 50 Ohms)
Vrsil / V = 1 / (R+ (2L+RLC)
$$p+L^2C p^3$$
)

Figure 26 : Les filtres classiques de mode commun.

1.3.3.2 Limitations technologiques

Les schémas de filtres donnés précédemment ne prennent pas en compte les éléments parasites des éléments passifs. La figure 27 donne un modèle qui se rapproche plus de la réalité physique.



Figure 27 : Schéma d'un filtre avec ces éléments parasites.

On constate sur la figure 28 que l'intérêt d'un filtre peut être considérablement affaibli à cause de ses éléments parasites.



Figure 28 : Diagramme asymptotique d'un filtre réel

1.3.3.3 Conclusion

Le filtrage est une solution très intéressante par sa simplicité de mise en œuvre, mais a un coût et un encombrement non négligeables. De plus, son efficacité est liée à la qualité des composants passifs. Des travaux très intéressants ont été menés au CEGELY sur l'amélioration des capacités de découplage et sont actuellement poursuivis au L.E.Si.R. sur l'amélioration des circuits magnétiques. Il ne faut pas oublier qu'un filtre construit avec des éléments non appropriés ne sert à rien et peut même, dans certains cas extrêmes, amplifier les perturbations. Une étude menée au L2EP sur l'influence de la position du filtre dans une structure de puissance à plusieurs étages a montré qu'il était possible de diminuer leur volume (donc leur poids), en les plaçant après le pont-redresseur et non pas en tête de circuit.

1.4. LES PERTURBATIONS RAYONNEES ([31] A [39])

1.4.1. Rayonnements électromagnétiques

Les parasites rayonnés se présentent sous forme de champ :

- champ électrique
- champ magnétique
- champ électromagnétique } loin de la source

1.4.1.1 Champ magnétique H en A/m



Figure 29 : Lignes de champ magnétique.



Le champ magnétique est obtenu à partir de la loi de Laplace (ou de Biot et Savart) qui nous donne, pour un conducteur rectiligne infini, en un point M distant de r.:



1.4.1.2 Champ électrique ou électrostatique (E en V/m)



Figure 30 : Lignes de champ électrique.

Le champ E et la différence de potentiel U sont liés par la relation :

E (en V/m)= -grad U \approx -U/longueur de la ligne de champ

Le champ électrique en un point situé à la distance R d'une charge immobile Q est donnée par la relation suivante :



1.4.1.3 Champ électromagnétique

Ses caractéristiques dépendent :

- de la nature de la source (haute impédance, basse impédance)
- du milieu de propagation (vide, air, métal, isolant)
- de la distance de la source au point d'observation.

Comme \vec{E} et \vec{H} sont indissociables, on définit l'impédance d'onde :

 $Z = E/H \text{ en } (V/m) / (A/m) \text{ donc en } \Omega$

1.4.2 Source haute impédance

Le champ électrique est dominant en champ proche ce qui signifie que la source a sa tension grande par rapport au courant. Ci-après, nous retrouvons donc les équations du champ \vec{E} et du champ \vec{H} pour une antenne fouet.



On appelle λ la longueur d'onde. Pour L₁ > λ /(2 II) on parle de champ lointain (ou onde plane) dans ce cas E et H sont liés.

Pour $L_2 < \lambda /(2 \Pi)$ on parle de champ proche dans ce cas E et H ne sont pas directement liés.

Dans le cas d'une antenne fouet le champ électrique est dominant en champ proche. On est dans le cas d'une source haute impédance.

Figure 31 : Champ proche et champ lointain émis par une antenne fouet.



Figure 32 : Propagation des ondes électromagnétiques pour une antenne fouet.

Les expressions des modules des champs magnétique et électrique à la distance D d'une antenne fouet sont données par les formules suivantes :



Figure 33 : Décroissance du champ H et du champ E en fonction de la distance D pour une antenne fouet.



Figure 34 : Impédance d'onde d'une antenne fouet.
La figure 31 rappelle la notion de champ proche et de champ lointain. La figure 32 illustre la propagation du champ électromagnétique, la figure 33 présente les asymptotes de décroissance des amplitudes des champs électrique et magnétique en fonction de la distance. La figure 34 présente le rapport de ces modules aussi appelé impédance d'onde.

1.4.3 Source basse impédance



V faible Figure 35 :Antenne en champ magnétique

Pour $L_1 > \lambda /(2 \Pi)$ on parle de champ lointain (ou onde plane); dans ce cas E et H sont liés.

Pour $L_2 < \lambda /(2 \Pi)$ on parle de champ proche ; dans ce cas E et H ne sont pas directement liés.

Dans le cas d'une antenne boucle, le champ magnétique est dominant en champ proche. On est dans le cas d'une source basse impédance.



Figure 36 : propagation de E et H du doublet magnétique

Les expressions des modules des champs magnétique et électrique à la distance D d'une antenne boucle sont données par les formules suivantes :



Figure 37 : Loi de variation de H et E en fonction de D



Figure 38 : Impédance d'onde d'une petite boucle.

L'impédance d'onde d'un matériau quelconque est définie par la relation :

$$Z_{0} = \sqrt{\frac{j.\omega.\mu}{|\sigma + j.\omega.\varepsilon|}} \begin{cases} \mu \text{ perméabilité, } \mu_{0} = 4\pi.10^{-7} \text{ H/m} \\ \varepsilon \text{ permittivité, } \varepsilon_{0} = 8.85 \text{pF/m} \\ \sigma \text{ conductivité.} \end{cases}$$

Pour un milieu isolant (air) : $\sigma \ll \omega \cdot \varepsilon$

donc
$$Z_0 \approx \sqrt{(\mu_0 / \varepsilon_0)} = \sqrt{(\frac{4\pi ..10e - 7}{8.85.10e - 12})} = 377 \Omega$$

pour un métal (écran) : $\sigma >> \omega . \varepsilon$ donc $Z_0 = \sqrt{\frac{\omega . \mu}{\sigma}}$

1.4.4 Champ proche et champ lointain





Champ proche = champ d'induction r < $\lambda / 2\pi$ E/H > 377 Ω - champ haute impédance, source de tension.E/H < 377 Ω - champ basse impédance, source de courant.Champ lointain = champ de rayonnement

Les amplitudes de E et de H décroissent avec la distance r : en $1/r^3$ ou $1/r^2$ près de la source en 1/r après la transition ($\lambda / 2\pi$).

Quelle que soit la nature de la source, au fur et à mesure que l'on s'éloigne, le processus d'échange d'énergie entre les deux champs diminue la différence. Il y a équilibre énergétique, on est dans la zone de rayonnement proprement dite.

L'atténuation du couplage électromagnétique se fait par blindage (écran). La nature de ce dernier (matière, épaisseur) dépend d'abord de la nature du champ. La connaissance de la valeur du champ magnétique permet d'obtenir la valeur du champ électrique E = 377 H, (en champ lointain).

1.4.5 Propagation des ondes électromagnétiques

Une énergie radiante W_i (en joules) issue d'une source quelconque (fluidique, électrique, magnétique, électromagnétique) développe un champ de forces dans toutes les directions. Chaque parcelle de surface soumise à cette énergie reçoit :



Figure 40 : Répartition de l'énergie radiante

Si le phénomène est vibratoire, la source rayonne une puissance P_i. La parcelle reçoit alors :

$$p = \frac{P_i}{4\pi . R^2} \quad \text{W/m}^2$$

soit

$$P_r = p.S = \frac{S.P_i}{4\pi . R^2}$$
 w

On définit alors un affaiblissement

$$\frac{P_r}{P_i} = \frac{S}{4\pi . R^2} \quad \text{en dB}$$

Si la source est une petite antenne (faible dimension par rapport à la longueur d'onde), à une distance $D >> \lambda$, on récupère une puissance surfacique.

$$p = \frac{P_i}{4\pi . D^2} \quad \text{W/m}^2$$

Si son impédance est 120π (Ω), l'impédance intrinsèque de l'air sec, alors il se développe un champ de module :



Si l'antenne est directive, le champ est orienté dans une direction privilégiée.



Figure 41 : Notion de directivité du champ

 E_1 (à la distance D_1) = E_2 (à la distance D_2) d'où la notion de gain d'antenne

$$G = 10.\log \frac{p_2}{p_1} \qquad \qquad E = \frac{\sqrt{30.P_i.G}}{D}$$

Résumé :

- En champ proche pour créer :
 - un champ haute impédance, il faut deux conducteurs soumis à une d.d.p.
 - un champ basse impédance, il faut une boucle parcourue par un courant.
- En champ lointain E et H sont liés.
- Une antenne peut être directive.

1.4.6 Localisation des antennes dans les convertisseurs statiques([34] à [38])

Nous allons tout d'abord montrer le mécanisme de création du champ magnétique au travers du fonctionnement d'un hacheur, (figure 42) mais nous aurions pu prendre n'importe quel convertisseur, les mécanismes de génération sont les mêmes. Nous avons vu qu'un champ H est créé par une boucle d'émission (l'antenne) et un courant (la source énergétique). La figure 43 montre les antennes successives selon l'état des interrupteurs.



Figure 42 : Hacheur dévolteur

Des études menées par le L.E.Si.R et le CEGELY ont montré la proportionnalité directe entre les harmoniques hautes fréquences des différents courants, leurs boucles et le champ magnétique rayonné.



Figure 43 : Localisation des antennes en champ H.



Figure 44 : Propagation du champ H

La figure 44 présente la propagation des lignes de champ autour de la boucle de rayonnement. Cette visualisation est une visualisation simplifiée qui ne prend pas en compte toutes les déformations des lignes de champ dues aux interactions du circuit et aux obstacles de propagation (radiateur, plan de masse,).



Figure 45 : Propagation des lignes de champ électrique.

La figure 45 nous présente où se situent les antennes en champ électrique et nous montre comment les lignes du champ E se propagent.

Une méthode de réduction au plus près (par « micro-blindage ») a été imaginé au L2EP et réalisé en collaboration avec le Laboratoire de sciences des matériaux de l'Ecole Centrale de Lille. Ces travaux sont présenté en annexe 1.

1.5 INFLUENCES DES ELEMENTS PARASITES ([40] A [52])

1.5.1. Problème de l'imperfection de la capacité de découplage et de l'inductance de lissage

La figure 46 donne le schéma d'un hacheur et de sa capacité de découplage : on observe dans la figure 47 que les inductances parasites (inductance de liaison et l'inductance intrinsèque) deviennent prépondérantes à hautes fréquences devant l'effet capacitif. Cet effet diminue très fortement l'effet de filtrage escompté en H.F..



Figure 46 : Schéma équivalent

La qualité de la capacité de découplage est un élément très important dans le niveau d'émission conduite en mode différentiel. C'est pour cette raison que de nombreux travaux ont été menés dans ce domaine (en particulier CEGELY [47,48]). Nous présentons dans ce paragraphe un rappel succinct sur les améliorations apportées aux condensateurs films (les plus employés).La figure 47 est extraite de la thèse de M LABOURE[49].



Figure 47 : Spectre d'un condensateur classique et d'un condensateur orienté C.E.M.

1.5.2 Performance des capacités de découplage non polarisées à film



La figure 48 rappelle la géométrie élémentaire d'un condensateur de découplage non polarisé à film. La capacité d'un tel condensateur est directement proportionnelle à la surface et inversement proportionnelle à l'épaisseur. Le plus gros progrès réalisé sur ce type de composant élémentaire ces dernières années est la diminution de l'épaisseur du diélectrique. Ceci est permis grâce à l'amélioration de la planéité des surfaces en regard et l'amélioration de la qualité du matériau diélectrique qui peut supporter des tensions de claquage plus importantes.

L'impédance de film conducteur est donnée en Ω par carré de surface (par abus de langage Ω^2).



Figure 49 : Modélisation d'un carré de film conducteur et de ses associations

La figure 49 rappelle qu'un film conducteur possède une impédance équivalente à une résistance en série avec une inductance. Cette figure rappelle aussi la manière dont on ajoute ces impédances.

De ce rappel, on construit le schéma de la figure 50 qui modélise le condensateur film présenté dans la figure 48. On comprend aisément que les charges stockées dans la capacité C_n seront les plus difficiles à déstocker. Cela signifie que lors d'un appel de courant haute fréquence, une toute petite partie des charges stockées est accessible.



Figure 50 : Modélisation électrique simplifiée de la capacité film



Figure 51 : Mise en parallèle de capacité

La figure 51 présente la solution théorique apportée à ce problème : il suffit de mettre en parallèle les capacités C. La solution technique permettant la mise en parallèle est représentée par la figure 52. La figure 53 donne le modèle équivalent de ce condensateur. Cette solution constitue une avancée ; mais, là encore, la capacité accessible en H.F. ne représente qu'une petite partie de la capacité totale.



Figure 52 : Capacité multi-film



Figure 53 : Modélisation électrique simplifiée de la capacité multi-film

La figure 54 présente un condensateur haute performance développé par le CEGELY. Ce condensateur film a la particularité de posséder une entrée H.F. et une partie B.F..



Figure 54 : Capacité haute performance C.E.M. du CEGELY

La figure 55 présente le schéma électrique équivalent simplifié. Ce système permet d'utiliser un pourcentage beaucoup plus important de la capacité en H.F.. La configuration géométrique crée un découplage entre B.F. et H.F.



Figure 55 : Modélisation électrique simplifiée de la capacité haute performance C.E.M. du CEGELY

1.5.3 Limitation des composants inductifs



Figure 56 : Inductance de lissage

Dans de nombreux montages, on utilise de grosses inductances de lissage. En théorie, ces inductances devraient complètement éliminer toute H.F. ; en réalité, il n'en est rien. En effet, comme le montre la figure 56, il existe des capacités parasites entre fils et fils, et entre fils et matériaux magnétiques.



Figure 57 : Modélisation électrique simplifiée d'une inductance de lissage

La figure 57 représente un schéma équivalent simplifié, les capacités parasites mises en jeu sont négligeables à basse fréquence mais ne le sont plus pour des harmoniques de l'ordre du MHz.

1.5.4. Importance des capacités et inductances parasites.



-W-W

circuit RL

 $R = \rho I/S$ $L = 1 \mu H/m$

Figure 58 : Modélisation électrique simplifiée d'un fil de connexion

Les éléments parasites négligeables à basse fréquence peuvent devenir prépondérants pour les H.F. et créer des résonances très perturbantes. La figure 58 rappelle que n'importe quel fil de liaison peut être modifié par une résistance en série avec une inductance.





Figure 59 : Exemple de localisation des capacités parasites

La figure 59 rappelle que dès que deux conducteurs sont isolés l'un de l'autre, apparaît alors une capacité parasite.



Figure 60 : Problème des résonances dues aux circuits parasites

La figure 60 présente le schéma d'un hacheur avec ses capacités et inductances parasites. De nombreux travaux ont montré que ces éléments parasites entraînent des résonances donc une remontée importante dans le spectre des perturbations H.F., comme l'illustre la figure 60.

1.5.5. Problème des non linéarités dues aux interrupteurs

Le redresseur double alternance est un bon exemple pour mettre en évidence les problèmes qu'entraînent l'apparition de discontinuités due aux composants. En théorie, le spectre H.F. dû au courant devrait être nul pour un tel montage ; cependant, il n'en est rien car la petite discontinuité engendrée par le seuil des diodes provoque l'apparition d'harmoniques, figure 62.



Figure 61 : Redresseur double alternance



Figure 62 :Signaux électriques temporel et fréquentiel du redresseur double alternance

1.5.6. Problème des non linéarités dues aux courant de recouvrement

Un autre gros problème C.E.M. est dû au courant de recouvrement inverse de la diode de roue libre ; ce phénomène est très pénalisant. Dans notre exemple (figure 63), la génération d'une sur-intensité d'amplitude égale à l'amplitude du trapèze provoque une translation de 20 dB du spectre vers le haut.





Figure 63 – Signaux temporel et fréquentiel.

1.6 CONCLUSION

Ce chapitre a dressé la scène et présenté les différents acteurs. En résumé, nous avons vu que les normes deviennent de plus en plus sévères (par nécessité), et que l'amélioration des techniques et des technologies liées à l'électronique de puissance a entraînée un accroissement très important des niveaux d'émissions (conduites et rayonnées) de ces structures. Nous avons rappelé les liens existants entre la richesse harmonique des grandeurs tension et courant et les perturbations. Ce chapitre nous a présenté quelques exemples des nombreux problèmes dus aux éléments parasites (résonance, mode commun,). Nous avons pu mesurer à travers divers exemples l'importance des non-linéarités du signal sur les niveaux de pollution. Le chapitre 2 poursuit cette analyse et identifie finement les liens entre les harmoniques hautes fréquences et les grandeurs (fréquence, amplitude...) liés aux formes des signaux (courant et tension).

CHAPITRE II

THEORIE DE LA METHODE DE COMMANDE PAR DERIVEE CONTINUE (M.C.D.C)

CHAPITRE 2 - THEORIE DE LA METHODE DE COMMANDE PAR DERIVEE CONTINUE (M.C.D.C.)	••••••
2.1 INTRODUCTION	40
2.1.1 Définition du système théorique étudié	41
2.1.2 Définition de la notion de perturbation	41
2.2 RESULTATS SUR LES SERIES DE FOURIER	42
2.3 RESULTATS THEORIQUES GENERAUX	43
2.3.1 Propriétés permettant les calculs	43
2.3.1.1 Linéarité	43
2.3.1.2 Déphasage	44
2.3.1.3 Dérivation	
2.4 ANALYSE DES GRANDEURS RELIANT LE SPECTRE HAUTE FREQUENCE ET LES FORMES D'ONDES	45
2.4.1 Influence de la fréquence	45
2.4.2 Influence des Temps de Commutation	46
2.4.2.1 Observations	46
2.4.2.2 Calcul du spectre	48
2.4.2.3 Remarques	50
2.4.3 Corrélation entre la dérivée et le spectre hautes fréquences	50
2.4.3.1 Comparaison trapèze - alternance positive de sinusoïde	50
2.4.3.2 Comparaison trapèze - 2 alternances positives de sinusoïde	
2.4.3.3 Comparaison trapèze - alternance triangulaire	54
2.4.3.4 Trapèze dissymétrique	56
2.4.4 Le Lissage : analogie avec le filtrage	57
2.5 CALCUL THEORIQUE DE L'AMPLITUDE DES HARMONIQUES HAUTE FREQUENCE	60
2.5.1 Influence de la dérivabilité	60
2.5.1.1 Dérivée du courant continue	60
2.5.1.2 Dérivée seconde du courant continue	63
2.5.1.3 Théorie	65
2.5.2 Influence des discontinuités du signal	67
2.5.3 Influence des discontinuités dans les dérivées	68
2.5.4 Revenons à une commutation (reliant deux paliers)	68
2.6 METHODE DE CONSTRUCTION DE SIGNAUX OPTIMISES	71
2.6.1 Exemple du lissage par sinus cardinal	71
2.6.2 Exemple du multi-paliers	72
2.6.2.1 Pseudo-fonction de Dirac	72
2.6.2.2 Opérateur "passage au multi-paliers"	73
2.6.2.3 Calcul du gain	75
2.6.3 Exemple du multi-pentes	77
2.6.4 Mise en relation avec le bruit ambiant	79
2.6.4.1 Dernière fréquence significative	79
2.6.4.2 Discrétisation et bruit	80
2.6.4.3 Evaluation des perturbations dues à la commande numérique	81
2.7 IDENTIFICATION DE L'INFLUENCE DU MODE DE COMMUTATION SUR LES PERTURBATIONS	83
2.7.1 La Commutation Dure	83
2.7.2 La Commutation Douce	85
2.7.3 La Commutation Multi-Paliers	86
2.7.4 La Commutation Multi-Pentes.	88
2.7.5 La Commutation par la M.C.D.C.	89
2.7.5.1 Le principe	89
2.7.5.2 Algorithmes de Raccordement des Courbes	91

2.1 INTRODUCTION ([53] A [54])

Les perturbations HF créées par les convertisseurs statiques dépendent en grande partie de la forme d'onde du courant dans les conducteurs reliés au nœud dont le potentiel est flottant dans les cellules de commutation. Dans ce chapitre, nous étudions l'influence des gradients de courant sur les harmoniques HF du courant et nous mettons en évidence l'avantage de formes d'ondes dont les dérivées ne présentent pas de discontinuité, ce qui permet d'envisager le développement de commandes intelligentes des interrupteurs spécialement adaptées.

Nous avons vu qu'en Electronique de Puissance, les perturbations haute-fréquence sont créées par les commutations des interrupteurs de puissance à semi-conducteur qui sont commandés à intervalles réguliers ou qui réagissent à ces commandes (diodes, thyristors et triacs, MOSFETs et IGBTs). Ces interrupteurs sont à l'origine de perturbations conduites en mode différentiel à travers les conducteurs du circuit de puissance, et de perturbations conduites en mode commun par couplage capacitif. Les perturbations haute fréquence se propagent également par rayonnement.

Les courants résultant du découpage opéré par les interrupteurs peuvent avoir des formes d'ondes variées: dents de scie, triangles, trapèzes, alternances de sinusoïde... dont le spectre est plus ou moins riche en harmoniques de fréquences élevées.

On a l'habitude, dans l'étude de conflits ayant trait à la CEM, de décomposer les problèmes en trois parties : les sources de perturbations, les modes de couplage ou les moyens de propagation, et enfin les effets sur les « victimes ». A l'heure actuelle, les problèmes de CEM sont résolus la plupart du temps en agissant sur les modes de couplage et les moyens de propagation : en diminuant les perturbations conduites par l'insertion d'un filtre en amont du circuit, et les perturbations rayonnées par un blindage.

Une façon moins classique d'aborder ce problème est d'analyser l'origine des perturbations, pour tenter de les réduire en agissant au plus près de leur source. Dans cet esprit, il est intéressant d'étudier les améliorations que peut apporter une commande « intelligente » des interrupteurs dans la réduction des perturbations HF.

2.1.1 Définition du système théorique étudié

Nous avons simplifié volontairement à l'extrême le circuit de commutation (figure 64). Il est constitué d'un générateur de tension parfait, d'une cellule de transmission, d'une cellule interrupteur et d'un récepteur résistif parfait.



Figure 64 : Schéma du circuit élémentaire

2.1.2 Définition de la notion de perturbation



Figure 65 : Perturbations conduites et rayonnées en champ électrique et magnétique

Perturbations conduites : nous considérons comme perturbateurs tous les courants harmoniques circulant dans la cellule de transmission (figure 65).

Perturbations rayonnées : le circuit est générateur de champs perturbateurs E et H, nous nous plaçons dans l'hypothèse du champ lointain. Dans cette hypothèse E et H sont liés et directement proportionnels au courant circulant dans la cellule.

Dans ces conditions, les perturbations rayonnées sont elles aussi directement proportionnelles au courant I. Ce dernier nous servira de référence pour comparer les perturbations correspondant aux différentes formes d'ondes étudiées. Tous les résultats de cette étude ont été vérifiés dans différentes configurations grâce à des outils de simulation mathématique.

2.2 RESULTATS SUR LES SERIES DE FOURIER

L'objectif de ce paragraphe est de clarifier les notations et les résultats employés dans la suite de la partie théorique. Ayant eu besoin pour ces calculs d'approfondir nos connaissances sur la représentation en séries de Fourier, nous avons inséré en annexe un résumé des principes théoriques qui y sont utilisés.

Nous emploierons systématiquement la notation complexe

$$u(t) = \sum c_n(u)e_n(t)$$

La somme porte sur tous les n entiers relatifs et en désigne une sinusoïde de pulsation n ω :

$$e_n(t) = e^{i\omega nt}$$

Nous appellerons spectre de u la donnée des modules, des coefficients c_n de la décomposition du signal u en série de Fourier, sans perdre de vue que les simulations et les mesures fournissent les coefficients de la décomposition en série de cosinus et de sinus; leurs coefficients sont doubles des c_n et peuvent décaler les spectres par rapport aux attentes de 6dB.

$$2c_n = a_n + ib_n$$
$$2c_{-n} = a_n - ib_n$$

La valeur moyenne d'un signal u sera notée

$$rac{1}{T}\int u(t)dt$$

Sans préciser les bornes d'intégration puisque cette valeur ne dépend pas de l'intervalle choisi.

2.3 RESULTATS THEORIQUES GENERAUX ([55])

Le n-ième coefficient de Fourier de u est alors :

$$c_n = (u, \mathbf{e}_n) = \frac{1}{T} \int u(t) e^{-i\omega nt} dt$$

Ces coefficients tendent vers zéro quand n tend vers l'infini, en admettant que u soit somme de sa série de Fourier.

u est décomposable en série de Fourier si en tout point, sa dérivée admet une limite à droite et à gauche, ce sera toujours le cas dans les calculs qui nous intéressent. Remarquons bien que c'est déjà une condition de dérivabilité qui nous fournit l'existence théorique d'une décomposition de u en série de Fourier (et donne un sens au spectre de u). Il n'est donc pas trop surprenant que nous obtenions de meilleurs spectres avec des signaux plus dérivables.

2.3.1 Propriétés permettant les calculs

2.3.1.1 Linéarité

Une première remarque utile est que chaque coefficient dépend linéairement du signal de départ. Il sera fréquemment utile de s'en souvenir pour décomposer un signal en signaux dont les harmoniques sont connus.

Il suffit pour s'en convaincre de regarder la façon dont chacun des termes de la série se comporte. On se donne deux signaux u et v dont les spectres sont connus, et on cherche à trouver le spectre d'une combinaison linéaire de u et v.

$$u(t) = \sum c_n(u) \mathbf{e}_n(t)$$

 $v(t) = \sum c_n(v) \mathbf{e}_n(t)$
 $\lambda u(t) + \mu v(t) = \lambda \sum c_n(u) \mathbf{e}_n(t) + \mu \sum c_n(v) \mathbf{e}_n(t) = \sum (\lambda c_n(u) + \mu c_n(v)) \mathbf{e}_n(t)$
 $c_n(\lambda u + \mu v) = \lambda c_n(u) + \mu c_n(v)$

La combinaison linéaire des deux signaux u et v a un spectre qui est la combinaison linéaire correspondante des spectres de u et de v.

2.3.1.2 Déphasage

Lorsqu'on avance un signal d'un certain déphasage, le spectre ne change pas d'amplitude ; les harmoniques sont multipliés par un coefficient de module 1.

De la même façon, il suffit d'observer la façon dont chaque terme de la série se comporte pour trouver le spectre du signal déphasé d'un temps α :

$$u(t) = \sum c_n(u)e_n(t)$$
 $u(t+lpha) = \sum c_n(u)e^{i\omega n(t+lpha)} = \sum e^{i\omega nlpha}c_n(u)e^{i\omega nt}$ $c_n(u(t+lpha)) = e^{i\omega nlpha}c_n(u)$

On utilisera souvent cette propriété pour choisir une origine des temps plus pratique pour le calcul ; cela donnera tout de même le comportement de l'amplitude du spectre.

2.3.1.3 Dérivation

De la même façon, on dispose d'une formule pratique pour traduire le fait qu'on dérive le signal :

$$u(t) = \sum c_n(u)e_n(t)$$
 $u'(t) = \sum c_n(u)(e^{i\omega nt})' = \sum (i\omega n)c_n(u)e^{i\omega nt}$ $c_n(u') = (i\omega n)c_n(u)$

2.4 ANALYSE DES GRANDEURS RELIANT LE SPECTRE HAUTE FREQUENCE ET LES FORMES D'ONDES ([56] A [57])

Cette partie rappelle les résultats de simulations ainsi que les calculs littéraux de spectres d'ondes classiques. Elle met en évidence la corrélation entre les discontinuités et la richesse du spectre H.F.

2.4.1 Influence de la fréquence

On étudie d'abord un créneau de courant idéal (transition instantanée). Le courant passe de 0 à E/R et de E/R à 0 instantanément.



Figure 66 : Courant I en temporel et en fréquentiel



Figure 67 : Spectres des créneaux à 1Hz et 10Hz.

Les harmoniques de courant décroissent de 20dB par décade à partir de F=1/T. La figure 6 représente les spectres de courants en créneaux d'amplitude un ampère et de fréquence $F_1=1Hz$ (fin) et $F_2=10Hz$ (gras). Il y a proportionnalité directe entre la fréquence de hachage et l'amplitude des harmoniques hautes fréquences.



Figure 68 : Créneau idéal de largeur T/2 centré en 0

Le calcul explicite des coefficients de Fourier de ce signal (avec une autre origine des temps par commodité de calcul) confirme la loi de décroissance simulée. Le coefficient d'ordre n est nul une fois sur 2 ; la valeur moyenne nous intéresse peu.

$$\frac{1}{T}\int_{\frac{-T}{4}}^{\frac{+T}{4}}e^{-i\omega nt}dt = \frac{1}{T}\left[\frac{e^{-i\omega nt}}{-i\omega n}\right]_{\frac{-T}{4}}^{\frac{+T}{4}} = \frac{2\sin\frac{\omega nT}{4}}{n\omega T} = \frac{\sin\frac{n\pi}{2}}{n\pi}$$

Ce qui compte est que le premier harmonique a une amplitude fixe, à la fréquence de hachage, et que la décroissance est ensuite en 1/n=F/f, c'est-à-dire comme l'inverse de la fréquence.

$$i(t) = \frac{E}{R} \left[\frac{1}{2} + \sum_{n=2p+1} \frac{(-1)^p}{n\pi} e^{i\omega nt} \right] = \frac{E}{R} \left[\frac{1}{2} + \sum_{n=2p+1 \ge 1} (-1)^p \frac{2}{n\pi} \cos \omega nt \right]$$

En d'autres termes, si on se place à une certaine fréquence f fixée, on observe une amplitude d'autant plus importante que la décroissance démarre "tard" dans le spectre, ou encore d'autant plus élevée que la fréquence F de référence est élevée. Ceci confirme le décalage vers la droite du spectre observé sur le diagramme quand on augmente la fréquence.

2.4.2 Influence des Temps de Commutation

2.4.2.1 Observations

On prend maintenant en compte les temps de commutation, pour une fréquence de hachage fixée. La forme du courant est trapézoïdale symétrique.



Figure 69 : Courant I en temporel et en fréquentiel

Les harmoniques haute fréquence décroissent de 40dB/décade. La figure 70 représente un zoom du temps de montée de deux trapèzes symétriques ayant respectivement pour temps de transition 1ms (gras) et 10ms (fin).



Figure 70 : Zoom sur le temps de montée.

La figure 71 montre bien la proportionnalité entre le temps de montée et l'amplitude harmonique haute fréquence. Un temps de montée dix fois plus rapide entraîne une amplitude harmonique dix fois plus importante (20dB) à haute fréquence.



Figure 71 : Spectre des trapèzes $t_m=1ms$ et $t_m=10ms$.

2.4.2.2 Calcul du spectre

Le coul explicite des coefficients de Fourier du trapèze confirme cette constatation. Là encore, on change d'origine des temps pour symétriser le calcul. Une intégration par parties est nécessaire sur les portions de droite correspondant à la montée et à la descente, qui se font sur une durée h, répartie de part et d'autre du créneau sur lequel on se base.



Figure 72 : Trapèze de largeur T/2 centré en 0

Ceci dit, il est inintéressant de typographier ici ce calcul, qui s'achève par une bousculade de simplifications miraculeuses. Il est plus intéressant d'utiliser la méthode de la dérivation, beaucoup plus compréhensible. Si on dérive le signal qui vient d'être défini, on constate que sa dérivée est la combinaison d'un créneau centré en -T/4, d'amplitude 1/h et de largeur h, et d'un créneau opposé centré en T/4.



Figure 73 : Dérivée du trapèze.

Comme lorsqu'on dérive un signal, on sait dériver chacun des harmoniques par une simple multiplication, et comme de la même façon on peut décaler un signal dans le temps harmonique par harmonique, toujours par une multiplication de chaque coefficient du spectre, on peut en fait réutiliser le calcul du créneau. L'utilisation des propriétés données plus haut permettra d'en tirer l'expression du spectre de notre signal.



Figure 74 : Créneau de largeur h.

De façon similaire à celui déjà calculé, on trouve que l'équation donnant le spectre d'un créneau centré en 0 de largeur h (figure 74) est de la forme :

$$\frac{\sin\omega n\frac{h}{2}}{n\pi}$$

Le coefficient d'ordre n d'un créneau centré en -T/4 et d'amplitude 1/h est donc



Celui du signal dérivé du trapèze est la somme des deux coefficients des deux créneaux opposés et déphasés :

$$\frac{1}{h} \times 2i \sin \omega n \frac{T}{4} \times \frac{\sin \omega n \frac{h}{2}}{n\pi} = \frac{2i \sin \frac{n\pi}{2}}{h} \frac{\sin \omega n \frac{h}{2}}{n\pi} = \frac{i\omega}{\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \operatorname{sinc} \omega n \frac{h}{2}$$

On obtient donc le n-ième coefficient du signal en trapèze, puisque le coefficient de la dérivée en est un multiple:

$$\underbrace{\left(\frac{1}{i\omega n}i\omega}_{\text{Intégration}}\sin\frac{n\pi}{2}\operatorname{sinc}\omega n\frac{h}{2}=\frac{\sin\frac{n\pi}{2}}{n\pi}\times\operatorname{sinc}\omega n\frac{h}{2}$$

2.4.2.3 Remarques

Finalement, on est amené à la constatation, que remplacer le créneau par un trapèze avec un temps de commutation h revient à multiplier ses harmoniques par un sinus cardinal. A savoir laisser inchangés les harmoniques inférieurs à la fréquence de coupure (définie ci-après), et faire décroître les autres de 20 dB/décade plus rapidement qu'avant...Tout se passe comme si on avait appliqué un filtre passe-bas du premier ordre au créneau de départ, de spectre et de fréquence de coupure :

$$\operatorname{sinc} \frac{n\omega h}{2} = \operatorname{sinc} \pi f h$$
$$f_c = \frac{1}{h\pi} = \frac{1}{\operatorname{Temps de commutation} \times \pi}$$

Le rôle de la variable p dans les transformées de Laplace est ici tenu par la fréquence de l'harmonique étudié, à savoir f=nF. Cette série peut être calculée encore plus facilement comme on le verra par la suite grâce à cette analogie avec les filtres.



Figure 75 : Filtre permettant le passage du créneau au trapèze

2.4.3 Corrélation entre la dérivée et le spectre hautes fréquences

2.4.3.1 Comparaison trapèze - alternance positive de sinusoïde

La figure 76 représente un trapèze d'un ampère d'amplitude (fin) et un courant sinusoïdal redressé simple alternance possédant la même pente à l'origine (gras).



Figure 76 : Trapèze et demi-sinusoïde

La figure 77 donne les dérivées de ces deux signaux. On peut voir le même saut ($\Delta_{max}(dI/dt)$) de $\pm 100A/s$ sur les deux courbes. La figure 78 donne l'enveloppe des spectres HF de la demi-sinusoïde et du trapèze. On remarque que le niveau harmonique HF est le même.



Figure 77 : Dérivées du trapèze et de la demi-sinusoïde .



Figure 78 : Spectres du trapèze et de la demi-sinusoïde.

Le spectre d'une demi-sinusoïde (centrée et d'amplitude 1...) est facile (mais fastidieux...) à calculer directement :

$$\frac{1}{T} \int_{\frac{-T}{4}}^{\frac{+T}{4}} \cos(\omega t) e^{-i\omega nt} dt = \frac{1}{T} \int_{\frac{-T}{4}}^{\frac{+T}{4}} \frac{e^{i\omega t} + e^{-i\omega t}}{2} e^{-i\omega nt} dt$$

$$= \frac{1}{2T} \int_{\frac{-T}{4}}^{\frac{+T}{4}} e^{-i\omega(n-1)t} + e^{-i\omega(n+1)t} dt$$

$$= \frac{1}{2T} \left[\frac{-2i\sin\frac{2\omega(n-1)T}{4}}{-i\omega(n-1)} + \frac{-2i\sin\frac{2\omega(n+1)T}{4}}{-i\omega(n+1)} \right]$$

$$= \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\sin(n-1)\frac{\pi}{2}}{n-1} + \frac{\sin(n+1)\frac{\pi}{2}}{n+1} \right]$$

$$= \frac{-2\cos\frac{n\pi}{2}}{\pi(n^2-1)}$$

(Il est clair que ce calcul n'est valable que pour |n| > 1; mais seules les hautes fréquences nous intéressent.) On voit apparaître la décroissance à -40 dB/décade caractéristique d'un signal continu. Pour l'exemple précédent, on aurait donc une amplitude en $1/\pi n^2$ pour un harmonique d'ordre n.

Par comparaison, le trapèze appuyé sur la base (même dérivée à l'origine) de la demisinusoïde a un spectre connu par la section précédente : il chute aussi (après la fréquence de coupure...) à -40 dB/décade.

2.4.3.2 Comparaison trapèze - 2 alternances positives de sinusoïde

La figure 79 représente un trapèze d'un ampère d'amplitude (fin) et un courant sinusoïdal redressé double alternance possédant la même pente à l'origine (gras). La figure 80 donne la dérivée du signal double alternance. On peut voir que le $\Delta_{max}(dI/dt)$ est de $\pm 200A/s$ sur la courbe de la dérivée du redressement double alternance donc le double du trapèze. La figure 81 donne l'enveloppe des spectres HF du redressement double alternance et du trapèze. On remarque que le niveau harmonique HF est deux fois plus important (6dB) pour le redressement double alternance. Il y a corrélation entre l'amplitude du $\Delta_{max}(dI/dt)$ et l'amplitude des harmoniques HF.



Figure 79 : Signaux trapézoïdal et double alternance



Figure 80 : Dérivée du signal double alternance



Figure 81 : Spectres du trapèze (fin) et de la double alternance (gras)

Le spectre du trapèze n'a pas changé. Le spectre de la double alternance s'obtient en ajoutant deux spectres de la simple alternance, dont un déphasé de T/2 (figure 82).



Figure 82 : Création d'un signal double alternance.



Les harmoniques sont deux fois plus rares, mais deux fois plus importants, comme annoncé.

2.4.3.3 Comparaison trapèze - alternance triangulaire

Pour vérifier le résultat précédent nous étudions un signal ayant les mêmes pentes que le trapèze mais un saut ($\Delta_{max}(dI/dt)$) double dans la dérivée. Ce signal est formé d'une première partie triangulaire d'un ampère d'amplitude et de 20ms de longueur (représenté figure 83) puis d'un niveau zéro pendant 980ms pour garder la même fréquence de référence.



Figure 83 : Signal composé

La figure 84 représente sa dérivée. On voit que le $\Delta_{max}(dI/dt)$ et de 200A/s donc le double du $\Delta_{max}(dI/dt)$ du trapèze. On retrouve ce résultat sur la figure 85 par un écart de 6dB à haute fréquence par rapport au spectre du trapèze.



Figure 84 : Dérivée du signal composé



Figure 85 : Spectres du trapèze (gras) et du signal composé (fin)

On calcule le spectre comme dans le cas d'un trapèze centré dont le plateau au sommet a une largeur nulle, avec un temps de commutation h et une largeur h ; c'est-à-dire que sa dérivée est la somme d'un créneau d'amplitude 1/h, de largeur h, centré en -h/2, et de son symétrique.



Figure 86 :

Son coefficient d'ordre n est donc :



Là encore apparaît le sinus cardinal de fréquence de coupure $1/\pi h$ correspondant à un lissage avec un temps de commutation h.





Figure 87 : Trapèze dissymétrique de largueur T/2 et sa dérivée.

Nous avons fait varier le temps de montée du trapèze sans toucher au temps de descente. La figure 88 montre les deux nouveaux temps de montée respectivement 0.1ms et 10ms (fin) et le temps de référence de 1ms (gras).Les figures 89 et 90 comparent les spectres des trapèzes asymétriques au trapèze de référence. On s'aperçoit que dans les deux cas les perturbations HF sont toujours proportionnelles à la contrainte de transition la plus importante.



Figure 88 : Zoom des transitions montantes des trapèzes



Figure 89 : Spectres du trapèze symétrique (gras) et de l'asymétrique t_m=10ms (fin)



Figure 90 : Spectres du trapèze symétrique (gras) et de l'asymétrique t_m=0.1ms

2.4.4 Le Lissage : analogie avec le filtrage

Une façon d'expliquer l'apparition du sinus cardinal est de se rappeler que quand on effectue un produit de deux séries de Fourier, cela revient à effectuer le produit de convolution sur les fonctions associées. Autrement dit, quand on transforme un signal en un autre en multipliant ses coefficients par un passe-bas de type sinus cardinal, on effectue en fait un produit de convolution du signal par une fonction fixe, de lissage G, (notée ainsi par analogie avec la fonction de Green d'un filtre linéaire en général). Le spectre de G est connu en représentation de Laplace sous le nom de fonction de transfert du filtre.

D'autre part, l'opération qui transforme un signal en escalier en un signal avec des pentes d'une dérivée donnée consiste à effectuer une moyenne des valeurs sur les instants voisins. On obtient le signal lissé I(t) à partir de i(t) par la formule de convolution :

$$I(t) = \frac{1}{T} \int i(u) G(t-u) du = \frac{1}{h} \int_{t-h/2}^{T+h/2} i(u) du$$

Remarquons que l'application d'un filtre revenant à la multiplication par un gain fonction de la fréquence, et comme chaque harmonique se dérive en un harmonique de même fréquence, l'effet du filtre ne dépend pas de l'ordre de dérivation auquel on l'applique. En d'autres termes, si on lisse u', on obtient exactement le même effet qu'en lissant u.



Figure 93 : Equivalence entre lissage de la dérivée et lissage du signal

2.5 CALCUL THEORIQUE DE L'AMPLITUDE DES HARMONIQUES HAUTE FREQUENCE ([58])

2.5.1 Influence de la dérivabilité

2.5.1.1 Dérivée du courant continue.

Nous avons créé une fonction I(t) définie par morceaux dont la dérivée est continue (figure 94). La figure 95 permet de comparer la transition du trapèze et celle de notre nouveau signal. La figure 96 représente la dérivée du signal ; on voit qu'il n'y a plus de discontinuité $(\Delta_{max}(dI/dt) = 0)$.On observe une discontinuité dans la dérivée seconde (figure 97).



Figure 94: Courant I en temporel



Figure 95: Zoom de la transition montante du signal et du trapèze



Figure 96 : Dérivée du signal


Figure 97 : Dérivée seconde du signal



Figure 98 : Spectre du trapèze (fin) et du signal (gras)

Les harmoniques hautes fréquences du courant décroissent de 20 dB/décade, puis de 60dB/décade.

Cette opération correspond à un lissage du créneau par une sinusoïde égale à $\cos(\pi t/h)$ entre +h/2 et -h/2 (figure 99), normalisée pour avoir une moyenne sur une période égale à 1. (L'idée est que la dérivée du créneau au moment de la montée est un Dirac, et que le lissage du Dirac donne la fonction de lissage : on lit donc la fonction de lissage sur la dérivée du signal lissé (figure 100)). Ses coefficients de Fourier sont obtenus comme ceux de l'alternance sinusoïdale plus bas. On constate que pour f << 1/2h = 500 Hz, les coefficients sont inchangés, alors qu'ensuite ils sont divisés par (un multiple de) n². On imite ici un filtre passebas du deuxième ordre. (on note que le numérateur et le dénominateur s'annulent à la fréquence de coupure où le gain est $\pi/4$, et non pas infini)



Figure 99 : Lissage d'un créneau par convolution avec un demi cosinus.



Figure 100 : Egalité entre la fonction de lissage et la dérivée de la transition du signal

2.5.1.2 Dérivée seconde du courant continue

La figure 101 représente le courant optimisé et sa dérivée sur une période. La figure 102 permet de comparer la transition du trapèze et celle de notre nouveau signal. La figure 103 représente la dérivée du signal : on voit qu'il n'y a plus de discontinuité ($\Delta_{max}(dI/dt) = 0$). La figure 104 représente la dérivée seconde du signal, on voit qu'il n'y a plus de discontinuité ($\Delta_{max}(dI/dt) = 0$). Con observe une discontinuité dans la dérivée troisième (figure 105).





Figure 102 : Zoom de la transition montante du signal et du trapèze



Figure 103 : Dérivée du signal



Figure 104 : Dérivée seconde du signal



Figure 105 : Dérivée troisième du signal



Figure 106 : Spectre du trapèze (fin) et du signal (gras)

Les harmoniques haute fréquence du courant décroissent de 80dB/décade. Le même genre de calculs amène à expliquer ce phénomène en disant qu'on a lissé le créneau par un arc de sinusoïde sur une période complète, (celui qui apparaît dans la dérivée).

Ses coefficients sont exactement du même type, avec la même fréquence de coupure. Sans entrer dans le détail, disons que la fréquence qui intervient est 1/2h puisque la fonction de lissage est en :

$$1+\cos(2\pirac{t}{h})=2\cos^2\pirac{t}{h}$$

Elle a un argument en $2\pi(t/2h)$, ce qui montre que sa durée caractéristique (de la fonction de lissage) est environ en 2h.



Figure 107 : Lissage d'un créneau par convolution avec un cosinus.

2.5.1.3 Théorie

Supposons que u est un signal dérivable k fois, avec une dérivée k-ième discontinue. Ses dérivées successives u', u'',... sont développables en série de Fourier jusqu'à la k-ième, et leurs harmoniques tendent vers 0 (comme pour n'importe quel autre signal, voir l'introduction).

D'autre part, le développement de u se dérive terme à terme facilement

$$u(t) = \sum c_n e^{i\omega nt}$$
$$u'(t) = \sum i\omega nc_n e^{i\omega nt}$$
$$u''(t) = \sum (i\omega n)^2 c_n e^{i\omega nt}$$
$$\vdots = \vdots$$
$$u^{(k)}(t) = \sum (i\omega n)^k c_n e^{i\omega nt}$$

Ceci nous donne les coefficients de la dérivée k-ième: ce sont ceux de u multipliés par la puissance k-ième de la pulsation intervenant.

Comme ils tendent vers 0, cela impose aux coefficients de Fourier de u de décroître très vite.

$$(i\omega n)^k c_n \longrightarrow 0$$
$$\log |c_n| + k \log n + k \log \omega \longrightarrow -\infty$$

On voit en particulier que les coefficients de Fourier de u décroissent dans les hautes fréquences plus vite que 20k dB/décade pour peu que u soit k fois dérivable.



Figure 108 : Mise en évidence du lien entre la dérivée et la décroissance du spectre H.F..

La conclusion à retenir est que quand un signal est dérivable à un certain ordre k (et éventuellement plus), ses coefficients de Fourier vont décroître de (20 k) dB/décade plus rapidement que ceux de sa dérivée d'ordre k (figure 108). Il nous suffira donc de trouver les coefficients de sa dérivée k-ième pour dire comment les siens se comportent.

2.5.2 Influence des discontinuités du signal

On se demande donc pour un signal u donné, présentant des discontinuités, comment vont varier ses hautes harmoniques. Quelques remarques s'imposent.

D'abord, on peut écrire notre signal comme la somme de segments de droites avec chacun une seule discontinuité par période, et d'un signal restant complètement lisse. Par exemple, un créneau entre -T/4 et T/4 c'est la somme

- d'un signal lisse (et même constant de valeur 1/2),
- d'un signal passant linéairement de $-\frac{1}{2}$ à $+\frac{1}{2}$ entre $-\frac{3T}{4}$ et T/4,
- d'un signal passant linéairement de $+\frac{1}{2}$ à $-\frac{1}{2}$ entre $-\frac{T}{4}$ et $\frac{3T}{4}$.



Figure 109 : Décomposition d'un signal discontinu en signaux ne présentant qu'une seule discontinuité.

Son coefficient d'indice n sera donc la somme du coefficient associé au signal lisse et des coefficients associés aux discontinuités. Le terme du signal lisse tend très vite vers 0 car ce signal est dérivable. Les termes principaux du n-ième coefficient sont donc ceux associés aux discontinuités. Calculons donc le coefficient de Fourier d'un signal périodique type passant linéairement sur une période de la valeur -U/2 à la valeur +U/2, avec une discontinuité en un instant x+T/2. Son expression sur la période entre x-T/2 et x+T/2 est (U/T).(t - x).

$$c_n = (u, e_n)$$

$$= \frac{1}{T} \int_{x-\frac{T}{2}}^{x+\frac{T}{2}} \frac{U}{T} (t-x) e^{-i\omega n t} dt$$

$$= \frac{1}{T} \left[\frac{U}{T} (t-x) \frac{e^{-i\omega n t}}{-i\omega n} \right]_{x-\frac{T}{2}}^{x+\frac{T}{2}} - \frac{1}{T} \int_{x-\frac{T}{2}}^{x+\frac{T}{2}} \frac{U}{T} \frac{e^{-i\omega n t}}{i\omega n} dt$$

$$= \frac{U}{-i\omega n T^2} e^{-i\omega n x} \left[t e^{-i\omega n t} \right]_{\frac{-T}{2}}^{\frac{+T}{2}} + 0$$

$$= \frac{(-1)^n e^{-i\omega n x} Ui}{2\pi n}$$

Il apparaît sur cette formule que l'ordre de grandeur des coefficients de Fourier d'un signal discontinu décroît toujours à la vitesse de 20 dB/décade; plus précisément, l'ordre de grandeur du n-ième harmonique est $U/2\pi n$, où U est l'amplitude de la plus grande discontinuité. Ceci dit, les termes peuvent interférer s'ils sont du même ordre de grandeur, à savoir si les discontinuités sont comparables. Par exemple, le créneau n'a que la moitié des harmoniques attendus qui sont non nuls.

2.5.3 Influence des discontinuités dans les dérivées

Si maintenant u a des discontinuités d'amplitude de l'ordre de U dans sa dérivée k-ième, c'est celle-ci qui a des harmoniques en U/n, et u a des harmoniques en

$$\left|rac{U/2\pi n}{(i\omega n)^k}
ight|=rac{U}{2\pi imes\omega^k imes n^{k+1}}$$

2.5.4 Revenons à une commutation (deux niveaux)



Figure 110 : Détermination de U sur un signal 2 niveaux (0,A)

Le seul problème restant est d'évaluer l'amplitude U des décrochages de la dérivée d'ordre k quand on veut passer d'un palier à 0 à un palier à A en s'autorisant un temps de commutation h (figure 110). Tout d'abord, le théorème des valeurs intermédiaires généralisés applique entre 0 et h nous indique l'égalité :

$$A = u(1) - u(0) = hu'(0) + \frac{h^2}{2}u''(0) + \dots + \frac{h^{(k-1)}}{(k-1)!}u^{(k-1)}(0) + \frac{h^k}{k!}u^{(k)}(t) = \frac{h^k}{k!}u^{(k)}(t)$$

est vérifée pour un certain t. Comme cette formule est surtout vraie pour des dérivées k-ièmes continues, concluons-en simplement que l'ordre de grandeur des valeurs de la dérivée k-ième de u est en :

$$u^{(k)}$$
 est de l'ordre de grandeur de $A\frac{k!}{h^k}$

Ce résultat n'est pas aussi précis que les précédents, mais il est impossible de dire mieux sans plus de précisions sur la nature du signal et de son lissage. Disons que l'ordre de grandeur des harmoniques HF d'un signal passant de 0 à A en un temps de commutation h avec une transition dérivable k fois exactement est

$$rac{Ak!}{2\pi h^k \omega^k n^{k+1}}$$
 qui est de l'ordre de grandeur de $rac{Ak!}{\left(rac{h}{T}
ight)^k \left(2\pi n
ight)^{k+1}}$

On peut en tirer une expression de l'amplitude des harmoniques en haute fréquence. Elle ne constitue qu'un ordre de grandeur, mais il est impossible de faire plus précis sans connaître la forme exacte du signal de lissage.

$$20\log rac{|c_n|}{A} = -20(k+1)\log rac{f}{F} - 20k\log rac{h}{T} + 20\log rac{k!}{(2\pi)^{k+1}}$$



Figure 111 : Récapitulatif de l'influence de toutes les grandeurs sur le spectre H.F..

2.6 METHODE DE CONSTRUCTION DE SIGNAUX OPTIMISES ([59]A [60])

Cette partie combine les résultats précédents pour évaluer la décroissance de spectres complexes inaccessibles par un calcul direct ; elle donne aussi des conditions de validité pour des discrétisations par comparaison avec le bruit ambiant.

2.6.1 Exemple du lissage par sinus cardinal

Si on cherche à atteindre un seuil U avec un temps de commutation h en étant k fois dérivable, on peut utiliser les formes lissées du créneau par convolutions successives avec le filtre G déjà rencontré.



Figure 112 : Fonctions de lissage correspondant à 2 et 3 applications successives du filtre G.

Comme on veut que le signal ne soit perturbé que sur un voisinage de rayon h/2 autour de la discontinuité par les k moyennes successives, on convolue k fois avec la fonction G associée à un intervalle de largeur h/k.

Le signal lissé a alors pour spectre



Le spectre est donc intact à -20 dB par décade pour les harmoniques inférieurs à la fréquence de coupure

$$f_c = rac{2k}{2\pi h} = rac{k}{\pi h}$$

et les harmoniques hautes fréquence décroissent en

$$rac{U}{n\pi} imes \left(rac{2k}{\omega nh}
ight)^{k} = rac{k^{k}}{\pi^{k+1}} imes rac{1}{n^{k+1}\left(rac{h}{T}
ight)^{k}}$$

On trouve bien les ordres de grandeur prévus. Qui plus est, ceci permet de créer des signaux aussi lisses que l'on désire.

2.6.2 Exemple du multi-paliers

On peut de la même façon que pour la transformation d'un signal en créneau en signal en trapèze, représenter le passage d'un signal en créneau à un signal en escalier par un produit de convolution.



Figure 72 : Lissage discret d'un créneau.

2.6.2.1 Pseudo-fonction de Dirac

Nous utiliserons sans plus de précision la "fonction" de Dirac. Il s'agit à proprement parler d'une distribution, mais toutes les propriétés qui nous intéressent peuvent être manipulées en acceptant l'existence d'une fonction périodique, notée delta, qui est nulle en tout point, sauf en zéro (et les multiples de la période...), dont la valeur en zéro est infinie, avec la propriété :

$$rac{1}{T}\int u(t)\delta(t)dt=u(0)$$

pour tout signal u continu en zéro. En d'autres termes, cette fonction permet de sélectionner la valeur d'un signal en 0, ou en un instant donné en changeant d'origine pour delta. En particulier, le produit de convolution par delta ne change pas la valeur de u.



Figure 114 : Le dirac est l'élément neutre du produit de convolution

2.6.2.2 Opérateur "passage au multi-paliers"

Ceci permet de calculer des moyennes de valeurs de u ; ainsi, pour passer du créneau à un signal passant par M petits sauts de la valeur 0 à la valeur U sur une durée h, on remplace u(t) par la moyenne des valeurs

$$u(t), u(t+rac{h}{M}), u(t+2rac{h}{M}), \ldots, u(t+(M-1)rac{h}{M})$$



Figure 115 : Lissage d'un créneau avec discrétisation (M = 4).

C'est à dire que le nouveau signal v(t) a pour expression

$$\begin{split} v(t) &= \frac{u(t) + u(t + \frac{h}{M}) + u(t + 2\frac{h}{M}) + \dots + u(t + (M - 1)\frac{h}{M})}{M} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} u(t + k\frac{h}{M}) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{T} \int u(x)\delta(t + k\frac{h}{M} - x)dx \\ &= \frac{1}{T} \int u(x) \left(\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \delta(t + k\frac{h}{M} - x)\right) dx \\ &= (u * \phi)(t) \end{split}$$

En notant par Φ la fonction « peigne de dirac »



Figure 116 : Opérateur de lissage avec discrétisation.

Il faut l'interpréter comme un opérateur : il fait la moyenne des M valeurs obtenues en évaluant u aux instants suivant l'instant t. L'intérêt de cette notation est qu'il suffit de calculer les coefficients de Fourier de Φ pour connaître l'expression de ceux de v ; comme dans le cas précédent, convoluer u par Φ équivaut à multiplier son spectre par celui de Φ .

2.6.2.3 Calcul du gain

Pour calculer les coefficients de Φ , il suffit de calculer le coefficient d'ordre n de la fonction de Dirac

$$(\delta, \mathbf{e}_n) = \frac{1}{T} \int \delta(t) \overline{e_n(t)} dt = \overline{e_n(0)} = 1$$

Remarquons au passage que l'énergie de la fonction de Dirac est infinie, à supposer que cela ait un sens. Son intégrale vaut 1, mais l'intégrale de son carré est infinie. En effet, cette énergie vaudrait la somme des énergies de ses harmoniques ; or chacune a une énergie égale à 1. La fonction de Dirac n'est pas vraiment un signal.

Maintenant, comme Φ est une combinaison linéaire de fonctions de Dirac décalées, et comme cela revient, sur les spectres, à effectuer la même combinaison linéaire avec des exponentielles complexes traduisant les déphasages, on connaît le coefficient d'ordre n de Φ :



Ceci est tout à fait crédible ; si on fait tendre M vers l'infini, on trouve :



Figure 117 : Opérateur de lissage avec une discrétisation de plus en plus fine.

C'est-à-dire le gain du filtre de lissage de largeur h, en sinus cardinal, avec une exponentielle complexe montrant que ce filtre-ci déphase le signal d'un temps h/2. Ceci est dû au fait que nous avons choisi de calculer la moyenne sur les valeurs suivant l'instant t dans un intervalle de largeur h (par pure commodité de calcul : cela évite de devoir distinguer suivant la parité de n...). Rien d'étonnant puisqu'une montée et une descente en escalier avec des marches de plus en plus petites et nombreuses finissent par rappeler un signal en trapèze.



Figure 118 : Peigne de dirac centré

En étudiant cette forme, on constate que les exponentielles complexes du début correspondent à un déphasage temporel de (M-1) / 2 * (h/M). Avec cette remarque, on peut en déduire la forme la plus intéressante de ce filtrage par moyenne discrète, en oubliant le coefficient de déphasage ; ceci revient à centrer l'échantillonnage des valeurs autour de l'instant t (figure 118).



Figure 119 : Spectre de la fonction de lissage discret en M

Que constate-t-on ? L'amplitude de l'harmonique d'ordre n est multipliée par le rapport de deux sinus cardinaux concurrents. Les deux fréquences intervenant dans cette décroissance sont $1/\pi$ h et M/π h. Les harmoniques inférieurs à $1/\pi$ h sont inchangés, les suivants sont lissés tant que le numérateur est proche de 1, et à partir de la fréquence M/π h où il devient petit, le rapport des deux devient proche de 1 (noter que le sinus cardinal du dénominateur s'annule aux fréquences multiples de M/π h, et qu'à ces fréquences, le numérateur est lui aussi nul). Pour les fréquences supérieures, il y a oscillation avec une amplitude maximum égale à 1 (figures 118 et 119).



Figure 120 : Diagramme asymptotique simplifié de la fonction de lissage discret en M

2.6.3 Exemple du multi-pentes

Nous pouvons maintenant expliciter les coefficients d'un signal en créneau approché avec une dérivée seconde discontinue, présentant M discontinuités sur un temps de commutation h. Les coefficients de Fourier du créneau de référence sont en

$$\frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{n\pi}$$

Dans un premier temps on va en faire un trapèze de temps de commutation h/2 par application d'un filtre qui moyenne ses valeurs au voisinage de chaque instant, et les coefficients seront multipliés par

$$\operatorname{sinc} \frac{\omega nh}{4}$$

Ensuite, on considère le spectre du signal dérivé obtenu. L'application d'un filtre sur la dérivée revient à appliquer le filtre au signal lui même. En considérant la dérivée, on constate qu'on souhaite décomposer chacun de ses sauts en M/2 sauts de hauteur moindre, s'étalant sur

une durée h/2. Ceci s'obtient en appliquant le filtre qui moyenne les valeurs sur un échantillonnage discret de M/2 points autour de chaque instant, dont le gain est en

$$\frac{\operatorname{sinc}\frac{\omega nh}{4}}{\operatorname{sinc}\frac{\omega nh}{2M}}$$

Finalement, les harmoniques du signal sont obtenus par produit :

$$\frac{\sin\frac{n\pi}{2}}{n\pi} \frac{(\operatorname{sinc}\frac{\omega nh}{4})^2}{\operatorname{sinc}\frac{\omega nh}{2M}}$$

Le diagramme fréquentiel a une enveloppe en

$$\frac{\omega}{2\pi^2 f} \frac{(\operatorname{sinc} \frac{\pi fh}{2})^2}{\operatorname{sinc} \frac{\pi fh}{M}}$$

Il descend donc à 20 dB/décade jusqu'à la fréquence $2/\pi h$, puis à 60 dB/décade jusqu'à la fréquence M/ πh , et enfin à -40 dB/décade ensuite (figure 121).



Figure 121 : Spectre d'un créneau à commutation multi-pentes



Figure 122 : Construction du multi-pentes.

2.6.4 Mise en relation avec le bruit ambiant

2.6.4.1 Dernière fréquence significative

Si on connaît un ordre de grandeur du bruit ambiant B, il est possible de savoir quelle sera le dernier harmonique distinguable d'un signal u dérivable k fois, avec une discontinuité dans sa dernière dérivée, commutant sur un intervalle de durée h. Dans la mesure où les harmoniques en haute fréquence sont en

$$\frac{Ak!}{\left(\frac{h}{T}\right)^k \left(2\pi n\right)^{k+1}}$$

on obtient comme ordre de grandeur de la dernière fréquence "audible":

$$f_B = rac{1}{2\pi h} \left(ext{rapport signal/bruit} rac{k!h}{T}
ight)^{rac{1}{k+1}}$$

Remarquons que si le raccord devient indéfiniment dérivable, les harmoniques décroissent tellement vite que cette fréquence devient à peu près la fréquence k/h que nous avons évaluée dans le cadre du lissage comme la fréquence de cassure du filtre : c'est le cas où le filtre devient un passe-bas idéal.

2.6.4.2 Discrétisation et bruit

D'autre part, il apparaît que le défaut de filtrage dû à une discrétisation a le même effet qu'un lissage si le rapport signal bruit est inférieur à h/MT. En effet, le filtrage discret en M étapes d'un saut de hauteur U sur une durée h a le même effet dans le début du spectre qu'un lissage par un sinus cardinal. La différence entre un lissage discret et un vrai lissage n'est perceptible qu'à partir de la fréquence M/ π h, et ne concerne que des harmoniques dont l'amplitude est au plus en F/ π (M/ $h\pi$) = h/MT.

Il peut donc être intéressant de rendre les signaux « presque k fois dérivables » en utilisant ce filtre dont l'application demande des calculs discrets, et pas de calcul d'intégrale. Le signal obtenu ne sera pas vraiment dérivable, mais la différence sera en dessous du bruit ambiant. Le tout est de comparer h/MT, le rapport entre le signal et le bruit laissé par la discrétisation de la pente, avec B/U le rapport entre le signal et le bruit ambiant.



Figure 123 : Spectre du trapèze discrétisé k fois.

Ceci se généralise directement si on veut imposer une pente encore plus rapide au spectre d'un signal : l'application successive de k filtres discrets de largeur h/k en M/k étapes réalise un signal dont le spectre est inchangé pour les harmoniques inférieurs à $k/\pi h$, décroît de k ordres de grandeurs plus rapidement (20 k dB/décade) dans l'intervalle de fréquence entre $k/\pi h$ et M/ πh , et retrouve son amplitude d'origine après la fréquence M/ πh . Sous les mêmes conditions (h/MT<U/B), on peut donc imposer la pente qu'on veut au spectre du créneau par des lissages discrets. Pour s'en convaincre, il suffit de calculer le gain du filtre associé à cette opération :

$$\left(\frac{\operatorname{sinc}\frac{n\omega(h/k)}{2}}{\operatorname{sinc}\frac{n\omega(h/k)}{2(M/k)}}\right)^{k} = \begin{cases} 1 & \operatorname{si} f < k/\pi h \\ (\frac{k}{\pi h f})^{k} & \operatorname{entre} k/h\pi \text{ et } M/h\pi \\ \operatorname{oscillations d'amplitude 1} & \operatorname{si} f > M/h\pi \end{cases}$$

2.6.4.3 Evaluation des perturbations dues à la commande numérique

L'étude théorique fournit aussi un moyen théorique d'évaluer l'amplitude des perturbations dues à l'utilisation d'une commande digitale. On se rend facilement compte que la commande digitale ne perturbe pas la forme "à grande échelle" du signal ; c'est-à-dire que les

$$c_n = \int_0^T u(t)e^{-i\omega nt}\frac{dt}{T}$$
$$= \lim \sum_{k=0}^{k=M-1} u(k\frac{T}{M})e^{-i\omega nk\frac{T}{M}}\frac{1}{M}$$

harmoniques basse fréquence sont inchangés. Ils sont données par

où l'on utilise le calcul de l'intégrale par approximation par des fonctions en escalier.



Figure 124 : Discrétisation par palier.

Il est clair que si n << M, cette valeur est la même que celle du coefficient de Fourier du signal en escalier correspondant :



Ceci dit, le passage à une fonction en escalier peut modifier énormément le spectre de la fonction en haute fréquence : on ne sait en fait rien sur le comportement à toute petite échelle du signal (ie. sur ses variations plus rapides que la fréquence M/T). (A comparer avec le théorème de Shannon qui dit, à l'inverse, que l'échantillonnage d'un signal lisse doit se faire avec une fréquence supèrieure à la plus grande fréquence observée)

Dans l'hypothèse très raisonnable où on n'a pas utilisé un signal oscillant plus vite que la fréquence de discrétisation, ce qui n'aurait aucun sens, on peut considérer que le signal en escalier e approche partout le signal u à une erreur fixe Δu près. Dans ce cas, l'erreur commise sur le n-ième harmonique est majorée par

$$\begin{aligned} |\Delta c_n| &= \left| \int [u(t) - e(t)] e^{-i\omega nt} \frac{dt}{T} \right| \\ &\leq \int |u(t) - e(t)| \frac{dt}{T} \\ &\leq \int |\Delta u| \int \frac{dt}{T} = \Delta u \end{aligned}$$

Si on discrétise en M étapes un signal d'amplitude U, on aura une erreur majorée par U/M, et les harmoniques pourront être déformés avec une amplitude en U/M au pire. Il faut donc utiliser un nombre de points de discrétisation supérieur au rapport signal-bruit.

2.7 IDENTIFICATION DE L'INFLUENCE DU MODE DE COMMUTATION SUR LES PERTURBATIONS ([61]A [65])

2.7.1 La Commutation Dure



Figure 125 : Schéma de puissance (commutation dure).

La commutation dure est le mode de fonctionnement le plus employé en électronique de puissance pour la simplicité de sa commande. La forme d'onde du courant est un trapèze (limitation de pente des di/dt due au composant).



Figure 126 : Trapèze symétrique.

La figure 126 présente les formes d'ondes et le spectre théorique (le signal étant discontinu dès la première dérivée). En réalité une intégration naturelle s'effectue sur ce signal que nous pourrions imager par le produit de convolution de la figure 127. Ce lissage produit le même effet que l'application d'un filtre du premier ordre T.H.F..



Figure 127 : Trapèze lissé.

Ce lissage a un effet très haute fréquence. Comme l'a montré l'étude théorique, les perturbations dues à un tel mode de commutation sont directement proportionnelles à l'amplitude de la discontinuité dans la première dérivée. (Ceci étant vrai tant que les temps de transition sont petits devant la période). Le seul moyen de diminuer les perturbations est donc de réduire le di/dt soit :

• En diminuant l'amplitude du courant.



Figure 128 : Influence de l'amplitude sur le spectre.

• En augmentant le temps de transition.



Figure 129 : Influence du temps de commutation sur le spectre.

La charge imposant le courant, il est rare de pouvoir agir sur cette grandeur. Le temps de commutation est directement proportionnel aux pertes par effet joule. Il est donc là aussi difficile de modifier cette grandeur. De plus, le courant de recouvrement inverse de la diode augmente sensiblement la discontinuité dans la dérivée. Ceci ayant pour effet une translation très importante vers le haut du spectre HF, comme illustre la figure 130.



Figure 130 : Influence du courant de recouvrement sur le spectre.

En réalité, le ralentissement du di/dt est beaucoup plus intéressant qu'il n'y paraît au premier abord car sa diminution limite l'amplitude du courant de recouvrement.

2.7.2 La Commutation Douce



Figure 131 : Schéma de puissance (commutation douce).

Il est admis que la commutation douce engendre un niveau de perturbation moins important que la commutation dure. Ceci s'explique très simplement, grâce à notre étude théorique. Pour illustrer nos propos, nous nous appuierons sur l'exemple de l'abaisseur de tension à commutation douce de la figure 131. La figure B18 présente la forme du courant.



Figure 132 : Mise en évidence des ruptures de pentes de I_{int}.

La plus grosse discontinuité de dérivée a pour amplitude U_E/L_r . La comparaison avec un hacheur à commutation dure est difficile car beaucoup de grandeurs différentes interviennent. Cependant, en imposant une puissance fournie identique, à une fréquence de 10 KHz, on obtient un rapport 20 entre le saut de dérivée dû à une commutation dure (10 A/µs, 90% du temps à l'état haut) et celui dû à une commutation douce (0,5 A/µs, avec temps de conduction de l'interrupteur = 0,5T).

Ce rapport de 20 est un minimum, il représente tout de même une différence de 26dB sur le spectre HF des signaux. La commutation douce est très intéressante du point de vue de la C.E.M.. De plus, elle a l'avantage de ne pas présenter de perte par commutation. Cependant, cette méthode de commande n'améliore pas la dérivabilité d'un signal, elle diminue juste les discontinuités de la première dérivée.

2.7.3 La Commutation Multi-Paliers

A priori, elle semble n'avoir aucun intérêt haute fréquence, puisqu'elle n'augmente pas la vitesse de décroissance des harmoniques hautes fréquences. Cependant, son utilisation permet d'obtenir une pente arbitraire du spectre entre la fréquence de coupure et la fréquence de discrétisation. Ceci fournit un moyen pratique de construire des formes de courbes correspondant aux normes (figure 133).



Figure 133 : Spectre d'un trapèze multi-paliers permettant le passage aux normes.

Si par exemple on veut imposer au créneau une descente à -60 dB/décade (k=2) plus rapide à partir de la fréquence f_c , on applique au signal un filtrage discret d'ordre k avec un temps de commutation $h = k / \pi f_c$ et avec une discrétisation en M points, M assez grand pour que la discrétisation soit noyée dans le bruit, c'est-à-dire M > (k / πf_c T)*rapport signal/bruit.

2.7.4 La Commutation Multi-Pentes

La première des idées d'investigation que nous ayons étudiées avec le L.E.Si.R. fut le multipentes. L'idée était simple (elle est illustrée par la figure 133), le but était de diminuer les sauts dans la dérivée première sans augmenter le temps de commutation. Suite aux travaux de F. Costa [*][*] sur les liens entre la pente du courant principal et la résistance de grille d'un interrupteur M.O.S., nous avons imaginé le principe de commande représenté par la figure 134.



Figure 134 : Zoom sur une transition multi-pentes.

Cette idée fut abandonnée au profit d'un asservissement total du courant lors des commutations, permettant une amélioration de la dérivabilité et pas seulement des discontinuités dans la première dérivée. En théorie, cette solution est moins intéressante que la M.C.D.C. car on ne diminue pas le spectre T.H.F. qui génère les perturbations rayonnées. Cependant, comme le multi-paliers, ce type de commutation peut être un artifice intéressant pour répondre aux normes conduites.



Figure 135 : Passage aux normes grâce au multi-pentes.

De plus, ce montage améliore fortement le problème du courant de recouvrement inverse et il peut donc être une solution peu chère et très intéressante.



Figure 136 : Commande permettant la génération de transitions multi-pentes.

2.7.5 La Commutation par la M.C.D.C.

2.7.5.1 Le principe

La méthode de commande par dérivée continue est née de l'étude théorique. Dans cette étude, nous avons mis en évidence que plus un signal était dérivable, plus son spectre diminuait rapidement. L'idée directrice de cette méthode est donc d'augmenter la dérivabilité des signaux de l'électronique de puissance par une action au plus près de l'interrupteur. D'un point de vue théorique, il suffit de trouver la forme que doit imposer l'interrupteur au courant lors de ses commutations pour ne pas créer de discontinuité dans la (les) dérivée(s).





Dans notre exemple, nous avons choisi les signaux d'un hacheur mais le principe est le même pour n'importe quel convertisseur statique.

2.7.5.2 Algorithmes de Raccordement des Courbes

Nous avons utilisé un algorithme de raccordement rapide pour expérimenter la méthode. Il est possible d'exploiter des algorithmes plus adaptés à des problèmes précis. Par exemple, le polynôme d'interpolation de Hermite minimise le degré d'une interpolation entre deux points où les premières dérivés sont nulles. Ce degré est $\leq 2k + 1$ et c'est le seul polynôme d'interpolation qui vérifie cette condition.

Cette méthode s'applique à des raccords quelconques avec des ordres de dérivabilité quelconques.

2.8 CONCLUSION

Cette étude théorique de la corrélation entre forme du signal et spectre H.F. permet d'envisager de nouvelles méthodes de diminution des problèmes C.E.M. par la commande. Nous avons pu constater que le multi-paliers ou le multi-pentes sont des solutions théoriques intéressantes pour le passage aux normes. Cependant la M.C.D.C. l'est encore plus car elle agit sur tout le spectre (même en T.H.F.).Le chapitre 3 présente l'adaptation de cette méthode à divers circuits de l'électronique de puissance.

CHAPITRE III

APPLICATION DE LA METHODE DE COMMANDE PAR DERIVEE CONTINUE (M.C.D.C.)

3.2. GRADATEUR A IGBT ASSERVI PAR LA M.C.D.C	9
3.2.1 Introduction	9
3.2.2 La partie puissance	
3.2.2.1 La structure de puissance	9
3.2.2.2 Choix de l'interrupteur	
3.2.2.3 Câblage de la puissance	
3.2.3 La commande	9
3.2.3.1 Introduction	9
3.2.3.2 Principe et limitations	
3.2.3.3 Analyse de l'asservissement	
3.2.4 Résultats	11
3.2.4.1 Mesures	11
3.2.4.2 Conclusion	11
3.3. GRADATEUR A IGBT SUIVANT LA M.C.D.C. A L'ORDRE PREMI	ER SANS ASSERVISSEMENT11
3.3.1 Introduction	
3.3.2 La partie puissance	11
3.3.2.1 Introduction	
3.3.3 La Commande	
3.3.3.1 Limitation de di/dt	
3.3.3.2 Limiteur de di/dt engendrant une amélioration de l	la dérivabilté11
3.3.4 Résultats	
3.3.4.1 Mesures	
3.3.4.2 Conclusion	
3.4. HACHEUR A IGBT ASSERVI PAR M.C.D.C	
3.4.1 Introduction	
3.4.2 La partie puissance	
3.4.2.1 Introduction	
3.4.2.2 Structure de puissance	
3.4.2.3 Choix de l'interrupteur	
3.4.3 La commande	
3.4.3.1 Introduction	
3.4.3.2 Principe	
3.4.3.3 Limitation due aux inductances parasites	
3.4.3.4 Analyse de la commande	
3.4.3.5 Limitation théorique due à la charge	
3.4.3.6 Limitation théorique due à l'augmentation des tem	ps de transition
3.4.4 Résultats	
3.4.4.1 Mesures	
3.4.4.2 Conclusion	
3.5. HACHEUR A M.O.S. DE PUISSANCE ASSERVI PAR M.C.D.C. A H	AUTE PERFORMANCE13
3.5.1 Introduction	
3.5.2 La partie puissance	13
3.5.2.1 Introduction	
3.5.2.2 Structure de la puissance	
3.5.2.3 Choix de l'interrupteur	
3.5.3 La commande	
3.5.3.1 Introduction	
3.5.3.2 Principe	
3.5.3.4 Analyse d'un cycle	
3.5.3.5 Linéarisation du M.O.S.	
3.5.3.6 Problème de la dissipation de puissance	
3.5.4 Résultats	
3.5.4.1 Mesures	
3.5.4.2 Conclusion	
3.6. HACHEUR EN BOUCLE OUVERTE RESPECTANT LA M.C.D.C	
3.6.1 Introduction	
3.6.2 La partie puissance	
3.6.2.1 Introduction.	
3.6.2.2 Structure de la puissance	
3.6.2.3 Choix de l'interrupteur.	
3.6.3 La commande.	
3.6.3.1 Introduction	
3.6.3.2 Principe.	
3.6.3.3 Analyse d'un cycle de fonctionnement	
3634 Présentation du contratour de forme haute nerfoi	mance 15
364 Résultats	
3641 Mosuros	
J.U.T.1 11634/63	
3642 Conclusion	
3.6.4.2 Conclusion	

3.1 INTRODUCTION

Ce chapitre présente les cinq prototypes découlant de la mise en évidence de la Méthode de Commande par Dérivée Continue (M.C.D.C.). La figure 1 présente la démarche suivie pour la validation de cette méthode, ce qui fait l'objet d'une collaboration très étroite avec le L.E.Si.R.. Le premier travail en commun fut de planifier les travaux nécessaires à la quantification de l'intérêt de la M.C.D.C.. Notre but principal fut de démontrer l'adaptabilité de la méthode à un montage quelconque.

A l'époque, le L.E.Si.R. travaillait avec la société "Scheinder Electric" sur la diminution des perturbations électromagnétiques créées par les gradateurs pour luminaire. L'adaptation de la M.C.D.C. à ce type de montage industriel fut une première validation très intéressante. Cependant les limites imposées par un cahier des charges se prêtent mal à une maquette d'investigation théorique, c'est pour cette raison qu'un prototype de hacheur fut développé en parallèle. La synthèse de ces travaux est exposée au début de ce chapitre. Les premiers résultats obtenus furent très encourageants :

- Validation de la théorie.
- Mise aux normes sans filtrage du gradateur.

Cependant, les choix technologiques pris pour ces deux premières maquettes entraînèrent des inconvénients non négligeables, tels que :

- Augmentation du coût.
- Augmentation des temps de commutation.
- Augmentation de la complexité de la commande.

C'est pourquoi une nouvelle génération de montage a été imaginée et réalisée. Celle-ci devait répondre à de nouveaux objectifs :

- Prouver l'adaptabilité de la méthode à d'autres technologies d'interrupteurs de puissance.
- Réduire la complexité de la commande et de l'asservissement tout en les rendant plus fiables.
- Augmenter la vitesse de commutation des interrupteurs asservis.
- Diminuer le coût d'implantation de la méthode.

Trois maquettes ont été imaginées pour parvenir à ces résultats. A ce stade, notre axe de recherche se divisa en deux.

Le premier axe était la poursuite de la M.C.D.C. par asservissement. Son but était d'améliorer, de façon significative, les performances de notre système (stabilité, vitesse). La deuxième partie de ce chapitre explique l'adaptation de la méthode aux M.O.S. de puissance ainsi que les améliorations de l'asservissement et du générateur de forme de commande. Ces améliorations ont permis de diviser par 20 les temps de commutation.

Le deuxième axe de recherche découle de la contrainte économique que subit tout montage industriel. Il nous fallait donc réduire les coûts d'implantation de cette méthode. Le coût le plus lourd du montage asservi est dû au capteur de courant. Nous avons donc imaginé des systèmes respectant la M.C.D.C. sans asservissement. La troisième partie de ce chapitre montre deux alternatives permettant d'obtenir une commande M.C.D.C. sans asservissement. La première par une contre-réaction en courant, la seconde grâce à la linéarité de l'interrupteur de puissance (bipolaire).



Figure 138 : Chronologie de la mise en œuvre de la M.C.D.C..

3.2. GRADATEUR A IGBT ASSERVI PAR LA M.C.D.C. ([66]A [68])

3.2.1 Introduction

Les gradateurs pour lampe halogène sont des sources importantes de perturbations électromagnétiques conduites. La solution classique par filtrage est coûteuse car les interrupteurs sont en prise directe sur le réseau. Celui-ci impose une tension crête importante aux bornes des capacités de filtrage, ce qui engendre le surdimensionnement du filtre. Cette solution augmente donc le prix et l'encombrement du système. Ce genre d'éclairage domestique crée des perturbations sur tout le spectre, en T.B.F. (les premiers harmoniques) par dissymétrisation de l'onde de courant, en M.F. et H.F. à cause des commutations.

Les objectifs de notre premier partenariat avec le L.E.Si.R. étaient de :

- Ramener les perturbations conduites, produites par cet éclairage, en dessous des normes autorisées (EN 55015).
- Ramener le facteur de puissance à 1.
- Trouver le meilleur compromis pertes/perturbations sur une charge quasiment résistive halogène d'environ 1kVA en pleine charge.
- Eviter un surcoût disproportionné.

3.2.2 La partie puissance

3.2.2.1 La structure de puissance

Le gradateur (figure 2) permet de réguler le flux de puissance fourni par une source de tension alternative à un récepteur alternatif. Dans notre étude, il a pour but le contrôle de l'intensité lumineuse. Son mode de fonctionnement est le « tout ou rien ». Cette régulation de puissance est réalisée par réglage du temps de connexion de la charge au réseau. Ce réglage s'effectue en général par déphasage de l'amorçage d'un triac (figure 3), ceci permettant de faire varier la puissance de 0 à $V_{réseau}^2/R$.



Figure 139 : Schéma du montage


Figure 140 : Tension et courant vus du réseau.

Le triac est un composant commandé à l'amorçage et à blocage naturel. Il est bi-directionnel en courant et tension. La figure 4 représente le courant dans l'interrupteur, fonction de la tension à ses bornes, pour une commande à l'amorçage et un blocage naturel.



Figure 141 : Déplacement du point de fonctionnement dans le plan Iint, Uint

Le triac étant à blocage naturel, il impose une dissymétrisation du courant qui provoque un déphasage du premier harmonique. (Figure 142).



Figure 142 : Déphasage du premier harmonique.

Expression du déphasage du premier harmonique (ϕ_1) en fonction du retard à l'amorçage α , est donnée par :

$$I_{charge} (t) = a_0 + \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} a_n \cdot \cos(2\pi \cdot n \cdot t) + \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} b_n \cdot \sin(2\pi \cdot n \cdot t)$$

$$a_0 = 0$$

$$a_1 = -\frac{I_{charge} \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \cdot (1 - \cos(2\pi \cdot n))$$

$$a_{2p} = 0$$

$$a_{2p+1} = \frac{I_{charge} \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \cdot \left(\frac{1 - \cos(2\pi \cdot n \cdot t)}{p} - \frac{1 - \cos(2\pi \cdot (p+1) \cdot n \cdot t)}{p+1}\right)$$

$$b_1 = I_{charge} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

$$b_n = 0$$

$$\phi_1 = \arctan\left(\frac{a_1}{b_1}\right) = \arctan\left(\frac{\cos(2\pi \cdot n \cdot t)}{2\pi \cdot (1 - \frac{\alpha}{\pi})}\right)$$

Le déphasage φ_1 est donc fonction de α . Pour un retard de $\alpha = \pi/2$, on obtient $\varphi_1 = 0.57$ rad. Ce déphasage a pour inconvénient de créer de la puissance réactive même sur une charge résistive. La seule façon de résoudre ce problème est de ressymétriser le courant. La figure 143 donne la forme d'onde désirée.



Figure 143 : Symétrisation du courant de charge.

Le signal symétrique est égal à la différence entre le signal avec un retard α et celui avec un retard ($\pi - \alpha$). Cette resymmétrisation entraîne un déphasage nul comme le montre le calcul suivant :

$$a_{1} = -\frac{I_{charge} \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \cdot \left[(1 - \cos(2\alpha)) - (1 - \cos(2(\pi - \alpha))) \right]$$
$$= -\frac{I_{charge} \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \cdot \left[0 \right]$$
$$b_{1} = I_{charge} \cdot \sqrt{2} \cdot \left[\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) - \left(1 - \frac{\pi - \alpha}{\pi} \right) \right]$$
$$= I_{charge} \cdot \sqrt{2} \cdot \left[\left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} \right) - \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} \right) \right]$$
$$\phi_{1} = \arctan\left(\frac{a_{1}}{b_{1}}\right) = 0$$

3.2.2.2 Choix de l'interrupteur

Nous devons donc obtenir le cycle de fonctionnement représenté figure 7.



Figure 144 : Cycle de fonctionnement.

Il nous faut un interrupteur réversible en tension et en courant, commandable à l'amorçage et au blocage (4 quadrants). Ce genre de fonction ne peut être rempli par un composant unique; la structure nécessitant le moins de composants est l'anti-série (figure 145b). Cependant le montage figure 145a peut s'avérer moins coûteux (un pont redresseur mono bloc plus un IGBT) et d'une commande moins complexe. Un de ses inconvénients par rapport au montage 145b est une chute de tension plus importante à l'état passant, donc une augmentation des pertes par conduction.



Figure 145 : Structures d'interrupteur 4 quadrants.

Notre choix s'est finalement orienté vers l'anti-série car sa commande ne s'avère pas plus complexe : il suffit de commander grâce au même signal les deux interrupteurs au même instant ; seul celui correctement polarisé entre alors en conduction. D'autre part cette structure n'entraîne qu'un léger surcoût et il engendre moins de pertes. On a choisi pour leur faible chute de tension (inférieure à 2V pour un courant de 3A) des interrupteurs IGBT International Rectifier de type IRGB 20S de calibre 600V 10A. La puissance dissipée par conduction en pleine onde sera donc inférieure à 6W. Les diodes utilisées sont des BYT08P400 ayant comme caractéristiques : V_{rm} = 400V et I_d = 8A (courant max).

3.2.2.3 Câblage de la puissance.

Une identification de la localisation des antennes en champ magnétique et électrique est primordiale avant tout câblage, afin de diminuer au maximum leur nuisance.







Figure 147 : Localisation des antennes.

- Pour réduire l'émission en champ H, il faut réduire les boucles S1 et S2.
- Pour réduire l'émission en champ électrique, il faut rapprocher les points 3, 4 (fils flottants en potentiel) de fils plus stables 1, 2. Cela a un effet de blindage.

On obtient donc le schéma suivant :



Figure 148 : Câblage de la puissance.

3.2.3 La commande

3.2.3.1 Introduction

La commande a constitué la partie la plus importante de ce travail. Dans les prochains paragraphes, nous développons les diverses limitations théoriques et pratiques rencontrées lors de la mise au point de cette commande, puis nous faisons une analyse fine de l'asservissement.



3.2.3.2 Principe et limitations

Le principe de la diminution des perturbations est l'amélioration de la dérivabilité du courant de charge. Cette amélioration est permise par l'optimisation de la forme d'onde au moment des transitions.



Figure 149 : Le courant et sa dérivée pour une transition classique.

La figure 149 nous donne le courant I_{charge} et sa dérivée. Il est facile d'identifier les instants où des problèmes se posent. Les ruptures de dérivées sont créées lors des commutations. Pour réduire les harmoniques H.F., il est intéressant de rendre continues les dérivées. Pour cela, il faut que le courant suive une forme optimisée lors de la commutation (figure 150). Grâce à cette linéarisation de la dérivée première, le spectre haute fréquence décroît à -60 dB par décade au lieu de -40 dB par décade (diagramme asymptotique figure 151).



Figure 150 : Le courant et sa dérivée pour une transition optimisée.



Figure 151 : Diagramme asymptotique

La commande a donc pour but de maintenir le fonctionnement usuel du système pendant tout le cycle, sauf au moment des commutations. Elle doit alors asservir le courant à une forme optimisée.

• Commande à l'amorçage uniquement.

Dans le cas d'un montage à blocage naturel, on a en t_1 (figure 152) une rupture de pente non commandable. Celle-ci entraîne une discontinuité dès la première dérivée. Ceci limite la décroissance désirée des harmoniques hautes fréquences.



Figure 152 : Problème de la rupture de dérivée non commandable.

La figure 153 donne le diagramme asymptotique qui permet de mieux comprendre le phénomène. La figure 154 représente la simulation des spectres des signaux avec montée en

rampe, montée en signal optimisant la première dérivée, montée en signal optimisant la seconde dérivée.



Figure 153 :Diagramme asymptotique



Figure 154 : Spectres des harmoniques pour différentes formes de raccordement.

On voit bien que l'amplitude de l'enveloppe à H.F. est limitée à -40dB/décade à cause de la discontinuité de fin de sinus. Pour obtenir de meilleurs résultats (une pente à -60 dB/décade ou plus), il est indispensable de pouvoir commander le blocage. Or, l'optimisation de cos ϕ imposait déjà une telle commande.



• Commande à l'ouverture et à la fermeture.

Figure 155 : Spectre des harmoniques d'un signal classique et d'un signal optimisé.

La figure 155 représente la simulation du spectre du courant avec des transitions normales (rampe) et des transitions optimisées à l'amorçage et au blocage (signal symétrique). On observe une amélioration importante mais une limite persiste (asymptote à -40 dB/décade).

• Influence de la fonction de raccordement.

Cette autre limite est due au fait que l'utilisateur peut faire varier l'instant d'amorçage (et donc de blocage par symétrie). Il y a donc un problème sur le choix de la fonction de raccord qui ne sera optimum qu'à un endroit particulier de la courbe, comme le montre la figure 156.





Ayant choisi comme raccordement optimum le raccordement à $\pi/2$, on observe bien (figure 157) une dégradation du spectre lorsque l'on s'éloigne de cette valeur. Dans notre étude, une seule valeur sert pour tous les angles d'amorçage.



Figure 157 : Spectres des harmoniques pour différents angles d'amorçage.

Pour résoudre ce problème, il suffit donc de mémoriser toute une famille de courbes de jonction qui seraient adressées selon l'angle d'amorçage, comme l'illustre la figure 158.



Figure 158 : Raccordement sans discontinuité de pente.

3.2.3.3 Analyse de l'asservissement

La partie la plus compliquée de ce travail est la conception et la mise au point de la commande. Le fonctionnement désiré impose trois états au montage : bloqué, asservi, "saturé" (voir figure 159). Les phases les plus délicates sont les commutations car pendant ces périodes l'I.G.B.T. doit fonctionner en linéaire (asservissement à une forme mémorisée).



Figure 159 : Cycle de fonctionnement (alternance positive de la tension).

Le principe est simple, la figure. 159 donne le déroulement temporel : il se décompose en deux états pour les interrupteurs, asservis ou "saturés". Les interrupteurs sont "saturés" de t_1 à t'₁ et asservis le reste du temps. Lors de la phase d'asservissement, la consigne est à 0 jusqu'à t_0 ; puis varie selon une loi mémorisée dans une EPROM, à la fin de la lecture, les interrupteurs se "saturent".

On peut décomposer la commande en trois blocs fonctionnels (figure. 160).

- Le bloc contrôle est le chef d'orchestre, il s'occupe de la gestion du temps. Cette fonction est réalisée par un TCA785 et une P.A.L. PLSI1016.
- Le bloc asservissement est constitué d'une partie mise en forme signal (RAM, CNA) et d'une partie asservissement à proprement parler (PID).
- Le bloc "saturation" est le plus simple des trois, mais il n'est pas négligeable. Il remplit des tâches telles que la mémorisation du courant de "saturation" et le blocage de la consigne. Ce blocage évite une dérive du PID.



Figure 160 : Schéma bloc du système

Le bloc de contrôle se décompose en deux parties : la synchronisation réseau, gérée par le TCA et la partie organisation (cerveau du système) des blocs asservissement et "saturation" réalisée par la P.A.L..



Figure 161 : Schéma de la boucle d'asservissement.

On peut aussi décomposer le bloc asservissement en deux parties : le correcteur et la consigne (figure 161). La sortie du bloc consigne est obtenue grâce à la lecture d'une mémoire au travers d'un Convertisseur Numérique Analogique (C.N.A.). Le bloc contrôle adresse cette mémoire. La sortie du bloc consigne sert alors de référence à la boucle d'asservissement. Le correcteur est un P.I.D. Il permet d'annuler l'erreur statique. Les coefficients de ce PID ont été calculés grâce à la fonction de transfert de l'I.G.B.T., afin de garder à l'asservissement une marge de phase de 45°.



Figure 162 : Grandeurs d'entrées nécessaires à l'asservissement

Le bloc de consigne a besoin d'information pour générer une consigne optimum (figure 162). Ces informations sont :

- L'instant de commutation (t₀) : cet instant est déterminé par l'utilisateur selon l'intensité lumineuse désirée. Ce réglage s'effectue grâce à un potentiomètre.
- Le temps de commutation (t₁ t₀): ce temps est une donnée pré-calculée pour optimiser le compromis pertes/perturbations.
- La forme d'onde optimisée : la forme est calculée, puis enregistrée dans une mémoire.

• L'amplitude de la forme : cette information est mémorisée par échantillonnage au début de chaque "saturation".

Le bloc de "saturation" a pour but principal de "saturer" les interrupteurs, ce qui permet de réduire la tension V_{ds} à l'état passant (pour minimiser les pertes par conduction). Il stocke aussi la valeur du courant en début de "saturation".



• Chronologie d'un cycle de fonctionnement.

Figure 163 : Courant de charge en fonction du temps sur une période.

A l'instant 0 (synchronisation réseau) le TCA lance une temporisation (retard à l'amorçage). Sa sortie restera à l'état 0 jusqu'à la fin de cette temporisation (t_0). De 0 à t_0 , les IGBT sont bloqués, car l'asservissement impose un courant I nul. La figure 164 présente la connectique du circuit pendant cette période.



La sortie du TCA passe à 1. La P.A.L. incrémente alors la mémoire à partir de l'instant t_0 . L'asservissement étant actif, il impose au courant de suivre la forme mémorisée.



Juste avant de saturer les IGBTs, on mémorise la tension V_{gs}.



Figure 166 : Schéma bloc lors de la mémorisation de la tension de grille.

A l'instant t_1 , le contrôleur fait basculer le système en "saturation". Lors du premier cycle, le courant subit alors une discontinuité (visible sur la figure 166). Ceci est dû au fait que la valeur de I_{sat} mémorisée à cet instant n'a pas encore été initialisée. Le produit forme optimisée multipliée par l'amplitude du courant de saturation mémorisé (I_{sat}) ne peut donc être optimum.



Figure 167 : Schéma bloc à l'instant t₁.

A l'instant $t_1 + \Delta t$, le contrôleur mémorise la valeur du courant en "saturation" (I_{sat}) et réduit la boucle d'asservissement afin de maintenir la tension en sortie du correcteur à sa valeur mémorisée. Il permet ainsi d'éviter toute dérive qui pourrait occasionner une instabilité au moment du rebasculement en asservissement (à l'instant t'₁).



Figure 168 : Schéma bloc lors de la mémorisation du courant de charge.



Figure 170 : Schéma bloc entre t'₀ et t''₀.

Lorsque le courant repasse par I_{sat} , le contrôleur refait basculer le système en asservissement. De t'₀ à t'₁, le courant est asservi à la forme mémorisée (décomptage). Cette fois-ci, il n'y a plus de discontinuité car le courant I_{sat} mémorisé correspond bien à la valeur du courant réel à l'instant de raccordement. Ceci est vrai tant que la charge ou le réglage de la puissance transmise ne varie pas.

De t'₀ à t''₀ le courant est asservi à zéro, puis c'est le début d'un nouveau cycle de commande.

3.2.4 Résultats





Figure 171 : Tension de consigne lors d'une transition montante.



Figure 172 : Image du courant dans l'interrupteur lors d'une transition montante.

Les figures 171 et 172 présentent respectivement la tension de consigne (sortie du bloc asservissement) et l'image du courant réel (phase d'amorçage). On observe une très bonne corrélation entre ces deux formes. On peut constater que le raccordement s'effectue sans discontinuité.



Figure 173 : Courant et tension de l'interrupteur pour un amorçage et un blocage.

La figure 173 montre la tension aux bornes de l'interrupteur et le courant dans celui-ci lors de l'amorçage et du blocage. On observe bien une complémentarité de forme due à la charge (résistance quasi-pure).

Les mesures de spectre sont réalisées au travers du R.S.I.L. par un analyseur de spectre Hewlett Packard 4195A. Cet appareil de mesure ne permettant pas une analyse quasi-crête, nous avons effectué une mesure en mode-crête. Cette mesure ne peut être valide que si elle est effectuée en bande étroite par rapport au fondamental. La figure 174 présente les résultats des mesures obtenues avec notre analyseur en suivant les directives de la norme EN55015 sur la mesure des perturbations conduites (bande de largeur 300Hz). Ces mesures sont sur-évaluées par rapport à une mesure en quasi-crête normale. Nous pouvons constater que même dans ces conditions défavorables, notre montage respecte la norme.



Figure 174 : Comparaison à la norme des spectres d'un gradateur classique et un gradateur asservi.

3.2.4.2 Conclusion

Ce premier prototype a validé l'intérêt de la méthode en ce qui concerne la diminution des perturbations conduites. Il nous a permis de mesurer les difficultés de mise en œuvre d'un asservissement précis du courant au moment des transitions. Il a mis en évidence le problème du coût de cette méthode. (Notre prototype coûte pratiquement 30 fois le prix du montage classique avec filtre). De plus, la relative lenteur de notre asservissement augmentait de façon importante les temps de commutation, ce qui provoquait l'accroissement des pertes par commutation.

Nos objectifs étaient atteints mais des progrès importants restaient à réaliser sur :

- La stabilité du système.
- La vitesse de commutation.
- Le coût de la mise en place de la méthode.

3.3 GRADATEUR A IGBT SUIVANT LA M.C.D.C. A L'ORDRE PREMIER SANS ASSERVISSEMENT. ([69])

3.3.1 Introduction

Ce travail a été mené par le L.E.Si.R. en collaboration avec la société Schneider Electric sur le gradateur pour halogène, déjà présenté dans le paragraphe 3.2. Cette étude constitue une autre voie de réflexion autour de la M.C.D.C.. Tous les exemples présentés jusqu'alors dans ce chapitre sont des applications de la M.C.D.C. par asservissement. Or, le concept est plus large que cela. Une structure appliquant la M.C.D.C. est une structure qui permet l'amélioration de la dérivabilité ou au pire, la diminution de l'amplitude de ses discontinuités. Un filtre provoque le même effet qu'un interrupteur suivant la M.C.D.C., car il engendre une intégration HF du courant, ceci ayant pour effet d'augmenter sa dérivabilité. Les circuits présentés dans les paragraphes suivants montrent des solutions mixtes (mélange de filtrage et de contre-réaction de l'interrupteur) adaptables facilement à un système industriel.

Notre but était de réaliser un système M.C.D.C. entraînant le moins de surcoût pour un industriel. Cette position a a priori éliminé l'utilisation de tout système asservissant le courant de manière fine, (techniques présentées dans les premiers paragraphes). Le prix important de l'asservissement est dû au coût du capteur de courant, (90% du prix du système) car celui-ci doit posséder une grande dynamique en amplitude et la plus large bande passante possible.

Le cahier des charges que nous nous sommes imposé était simple : réaliser un système de commande permettant un passage aux normes C.E.M., plus économique que l'utilisation d'un filtre.

3.3.2 La partie puissance

3.3.2.1 Introduction

Nous sommes donc partis des mêmes données que dans le paragraphe 3.2.2. La charge est une résistance. Le réseau sert de tension d'alimentation. Les contraintes sur l'interrupteur sont les mêmes que précédemment. On utilise un potentiomètre pour faire varier l'intensité lumineuse. Ceci est réalisé par retard à l'amorçage. La figure 175 rappelle la structure de puissance choisie.



Figure 175 : Schéma de puissance

3.3.3 La Commande

3.3.3.1 Limitation de di/dt

L'idée directrice de cette étude étant la simplicité, nous sommes partis d'une commande classique par T.C.A. 785, à amorçage commandé et à blocage naturel. Autour de cette structure classique, nous avons construit un système capable de contrôler les di/dt, figure 176. Cette structure est construite sur le même principe que la rétro-action présentée dans le paragraphe 3.3.



Figure 176 : Schéma électrique de la contre-réaction (simple) en di/dt.

Dans le hacheur haute performance, on se sert de ce système pour limiter légèrement la dynamique du M.O.S. afin de remédier à un problème d'instabilité. Dans le gradateur, on obtient la valeur de la discontinuité maximale de la dérivée permettant de respecter la norme

par simulation. Ceci nous impose la dérivée maximale du courant (en valeur absolue) lors d'une transition. La figure 177 présente la simulation qui nous a permis de déterminer le di/dt max.



Figure 177 : Optimisation du di/dt_{max} par simulation.

Nous en déduisons donc :

$$di/dt_{max} = 40.10^{\circ} \text{ A/s}$$
$$L = \frac{E_g - V_{gsth}}{di/dt} = 333\mu H$$

Pour la même raison qu'au paragraphe précédent (l'augmentation de l'inductance de ligne ramène les phénomènes de résonance vers les basses fréquences) nous utilisons un transformateur branché en parallèle avec une inductance de désaturation. Cette inductance divise le courant principal, permettant ainsi de ne pas saturer le transformateur.

3.3.3.2 Limiteur de di/dt engendrant une amélioration de la dérivabilté.

Le mode de fonctionnement par limiteur de di/dt est intéressant mais ne permet pas d'augmenter la dérivabilité du courant : il diminue juste la discontinuité dans la première dérivée. Lors des essais, nous avons vérifié que la discontinuité de la dérivée était due à la première cassure (figure 178), car la deuxième n'existait pas en réalité.



Figure 178 : Localisation des discontinuités de pente.

Le courant atteint sa valeur maximale de façon continue et sans rupture de pente. Ce phénomène va être expliqué au paragraphe 3.4.3.3.. Il fallait donc diminuer la pente à l'origine tout en gardant le même temps de transition (figure 179). Il s'agit, là encore, de la limitation de pente de la maille de puissance (circuit RL).



Figure 179 : Comparaison de IINT désiré et de IINT réel.

L'équation de contrôle de la dérivée du courant $\left(\frac{di}{dt} = \frac{E_g - V_{gth}}{L_{équivalent}}\right)$ ne permet d'action que sur deux grandeurs E_g ou $L_{équivalent}$. La première idée fut de modifier la tension E_g comme le présente la figure 180.



Figure 180 : Création de I_{INT} optimisé par la commande.

Ce principe compliquait la commande car il fallait générer une forme trapézoïdale. F Costa eut l'idée d'utiliser la saturation du matériau pour diminuer la contre-réaction, ce qui agit sur l'inductance équivalente en changeant le rapport de transformation de cette contre-réaction par saturation.

Nous avons donc retiré l'inductance de dérivation ; il ne reste donc plus que le transformateur (figure 181), lequel est alors traversé par la totalité du courant, ceci ayant pour effet de multiplier la contre-réaction par 1/k. La rétro-action est importante au démarrage du courant car le matériau magnétique n'est pas saturé, la pente du courant est donc très faible. Dès que le courant augmente, le matériau magnétique se sature et l'inductance équivalente diminue ; la rétro-action due à l'interrupteur diminue ainsi fortement. La pente du courant augmente alors en conséquence.



Figure 181 : Schéma électrique de la contre-réaction avec saturation.

3.3.4 Résultats



Figure 182 : Evaluation des grandeurs électriques du système lors de l'amorçage.

Les figures ci-dessus présentent toutes les grandeurs du montage : pendant une phase d'amorçage du courant, E_g passe donc à l'état haut, ce qui a pour effet de rendre passant le

transistor. Le courant de source croît avec une pente limitée par l'inductance équivalente due à L et au transformateur. V_2 décroît car V_{gs} se sature. C'est pour cela que la pente du courant I_s décroît. La discontinuité de la dérivée du courant est due à la rupture de pente au moment du démarrage. On observe que V_{ds} a un petit décrochage au début du cycle puis suit bien la forme complémentaire de la montée du courant.





Les résultats obtenus lors de la mesure par R.S.I.L. sont très intéressants ; ils correspondent tout à fait au spectre théorique. Le montage possède de multiples avantages :

- Il est très simple à mettre en œuvre.
- Il respecte la norme pour n'importe quelle charge.
- Il optimise le temps de raccordement selon la charge.

Cependant une forme plus dérivable pour le courant permettrait d'obtenir un temps de commutation plus court, donc moins de pertes par effet joule dans le composant.





Les essais menés sur le gradateur à boucle saturable ont apporté plusieurs améliorations : tout d'abord une diminution du temps de commutation, (de $125\mu s$ on est passé à $100\mu s$) ensuite une diminution de l'intégrale $I_s.V_{ds}$, due à la forme plus dérivable des signaux et enfin une diminution sensible des perturbations mesurées par le R.S.I.L.



Figure 185 : Comparaison des différents spectres.

3.3.4.2 Conclusion

Ce montage répond aux normes C.E.M. grâce à des modifications très simples et peu coûteuses. L'amélioration importante due à la saturation a été possible grâce à une idée originale, mais aussi grâce à une nouvelle approche sur les formes d'ondes et leur dérivabilité. Ce système est cependant une application spécifique de la M.C.D.C. dans un contexte particulier (fréquence et charge). En effet, un fonctionnement à 50Hz diminue fortement l'importance des pertes par commutation ce qui autorise des temps de commutation de 100µs. Ceci est rarement le cas en électronique de puissance.

Résumé des Résultats

Points forts : Mise aux normes conduites Surcoût inférieur au prix du filtre nécessaire au passage de ces normes Points faibles : Augmentation des temps de commutation donc des pertes

3.4. HACHEUR A IGBT ASSERVI PAR M.C.D.C.

3.4.1 Introduction

Ce prototype a été imaginé dans le but de tester le plus de configurations possibles. Il a été réalisé pour être le plus proche d'une cellule élémentaire de commutation. La technologie choisie pour ce montage est la même que celle utilisée pour le gradateur. Cette maquette est modulable, ce qui donne la possibilité de faire varier les différentes grandeurs du montage, permettant ainsi de quantifier l'influence de chacune sur les perturbations.

3.4.2 La partie puissance

3.4.2.1 Introduction

La structure la plus simple permettant de valider le plus de résultats théoriques est le hacheur. Cette maquette a été conçue pour faire varier le plus de paramètres possibles (U_e , f, rapport cyclique, charge).

3.4.2.2 Structure de puissance

Le hacheur permet de réguler le flux de puissance. Dans notre étude, il a pour but le contrôle de l'intensité moyenne circulant dans une charge purement résistive. Son mode de fonctionnement est le "tout ou rien". Cette régulation de puissance est réalisée par réglage du rapport cyclique (figure 186F), elle permet de faire varier la puissance de 0 à U_e^2/R .



Figure 186 : Schéma du montage.

3.4.2.3 Choix de l'interrupteur

Il faut un interrupteur unidirectionnel en courant et tension, commandable à l'amorçage et au blocage (figure 187), donc du type transistor.



Figure 187 : Déplacement du point de fonctionnement dans le plan Iint, Uint.

L'I.G.B.T est un composant qui remplit exactement ces conditions, il convient donc à nos besoins.

3.4.3 La commande

3.4.3.1 Introduction

La commande de ce prototype a été développée en parallèle de celle du gradateur, elle suit donc la même philosophie. La modification la plus importante du câblage réside dans la disparition du T.C.A. au profit d'un circuit à base de 555. Ce circuit gère la fréquence de fonctionnement et le rapport cyclique du prototype.

3.4.3.2 Principe

Le principe de la limitation reste le même que pour le gradateur. Cependant le hacheur, par son fonctionnement, élimine de nombreux problèmes de raccordement dus au fonctionnement intrinsèque du gradateur. La figure 188 présente le courant de charge et sa dérivée. Les discontinuités apparaissent dès la première dérivée. La figure 189 montre l'amélioration qu'entraîne une transition optimisée sur la continuité de la dérivée, donc sur le spectre.



Figure 188 : Le courant et sa dérivée pour une transition classique.



Figure 189 : Le courant et sa dérivée pour une transition optimisée.

3.4.3.3 Limitation due aux inductances parasites.

Une limitation due aux inductances parasites a été observée sur ce montage. Le problème ne s'est pas posé sur le gradateur car la charge est quasi-résistive. La première charge du montage était un gros rhéostat de puissance. Dans ce type de charge, l'inductance parasite n'est pas négligeable. Un problème de conflit de sources apparaît alors. Le circuit RL crée ainsi une limitation de la pente de variation du courant maximum (figure 190).



Figure 190 : Schéma équivalent permettant le calcul du di/dt max.

La figure 191 montre le courant et sa dérivée lors d'une transition optimisée et en parallèle l'évolution du courant et de sa dérivée lorsque l'interrupteur est "court-circuité". Pour que l'asservissement puisse fonctionner normalement, il est nécessaire que la pente du courant de charge (interrupteur en court-circuit) soit plus importante que celle de la forme optimisée.



Figure 191 : Comparaison du di/dt maximum imposé par la charge et du di/dt d'une transition.

3.4.3.4 Analyse de la commande

La commande du hacheur est inspirée de celle du gradateur. Le paragraphe suivant présente un cycle de fonctionnement. Une différence par rapport au gradateur réside dans la gestion du temps. Le signal géré auparavant par le T.C.A. est maintenant obtenu grâce au 555 (figure 192).



Figure 192 : Synchronisation du cycle sur le signal du 555.

A l'instant t_0 , l'asservissement impose que le courant suive la forme mémorisée (comptage de la mémoire). Juste avant la "saturation" des IGBT, on mémorise leur valeur de tension de commande (sortie du contrôleur). A l'instant t_1 , le contrôleur fait basculer le système en saturation. A l'instant $t_1 + \Delta t$, le contrôleur mémorise la valeur du courant en saturation et réduit la boucle d'asservissement afin de maintenir la tension en sortie du correcteur à sa valeur mémorisée. Ainsi, il permet d'éviter toute dérive qui pourrait occasionner une instabilité au moment du rebasculement en asservissement (à l'instant t'_1). Lorsque le multivibrateur astable (555) repasse à zéro, le contrôleur fait basculer de nouveau le système en asservissement. De t'₁ à t'₀ le courant est asservi à la forme mémorisée (décomptage). De t'₀ jusqu'au début de la prochaine période le courant est asservi à zéro (figure 193).





Figure 193 : Résumé d'un cycle de fonctionnement

3.4.3.5 Limitation théorique due à la charge

Ce type de système dans cette configuration ne peut fonctionner que sur des charges dont l'impédance varie peu dans le temps. La figure 194 montre le courant dans la charge sur deux cycles de fonctionnement pour une impédance de charge variant pendant le premier cycle. On voit que la correction du raccordement n'intervient qu'au prochain cycle. On a donc deux transitions non optimisées. On comprend alors que le système perd tout son intérêt pour une charge variant souvent par rapport à sa fréquence de fonctionnement.



Figure 194 : Cycle de fonctionnement sur charge variable.

3.4.3.6 Limitation théorique due à l'augmentation des temps de transition.



Figure 195 : Puissance dissipée lors d'un cycle de fonctionnement.

La puissance dissipée par l'interrupteur est la somme des puissances perdues par conduction et par commutation. La puissance perdue par conduction reste la même que pour un fonctionnement classique. En revanche, l'augmentation des temps de commutation augmente la puissance dissipée pour une forme de transition identique.

$$P_{cond} = \frac{t_{sat}}{T} \left(\frac{U_e - U_{\text{int.sat}}}{R} \right) U_{\text{int.sat}}$$



Figure 196 : Puissance dissipée lors d'une transition.

Degré de continuité de la dérivée	0	1	2	4	8	16
	(trapèze)					
Surface unitaire	0,0833	0,0643	0,0541	0,0430	0,0326	0,0239

Figure 197 : Tableau récapitulatif des surfaces unitaires en fonction de la dérivabilité.

La figure 196 donne la formule générale de la puissance dissipée en fonction de la surface (ramenée à des grandeurs unitaires), de la tension d'entrée, de la résistance de charge et du temps de commutation. La figure 197 présente le tableau récapitulatif des surfaces unitaires en fonction de la dérivabilité de la forme de transition. On s'aperçoit que plus la forme est dérivable, plus S_u est petit. La puissance perdue par commutation est donc d'autant plus petite que la transition est dérivable, à temps de commutation donné.
3.4.4 Résultats



Figure 198 : Influence de la fréquence sur les harmoniques H.F..



Figure 199 : Influence du temps de commutation sur les harmoniques H.F..



Figure 200 : Influence de l'amplitude sur les harmoniques H.F..

Les figures 198 à 200 rappellent l'influence sur les harmoniques H.F. de la fréquence de hachage, du temps de commutation et de l'amplitude du signal. Ces résultats vérifient bien la

théorie, le spectre H.F. est proportionnel à ces grandeurs ; leurs variations provoquent un décalage du spectre H.F. (confère 2.5.4.).



Figure 201 : Comparaison du courant trapézoïdal et du courant optimisé à la première dérivée.



Figure 202 : Comparaison de la dérivée du courant trapézoïdal et de la dérivée du courant optimisé à la première dérivée.



Figure 203 : Comparaison de la dérivée seconde du courant trapézoïdal et de la dérivée seconde du courant optimisé à la première dérivée.



Figure 204 : Spectre du courant trapézoïdal et du courant optimisé à la première dérivée.

La figure 201 présente 2 formes de courant générées par notre système ; un courant "trapézoïdal" (trait fin) et un courant optimisé à la première dérivée. La figure 202 montre leurs dérivées. On observe au début du premier transitoire, une discontinuité (non désirée) dans la dérivée du signal optimisé. Cette discontinuité est pratiquement aussi importante que celle observée pour le trapèze. On vérifie (figure 203) sur les dérivées secondes de nos 2 signaux que l'amplitude de cette discontinuité n'est qu'un tiers plus petite que celle du trapèze à cet instant. Ce problème est dû à un dysfonctionnement du système au démarrage de l'asservissement (mise en conduction de l'I.G.B.T.). L'étude des dérivées nous permet de prédire une faible différence de l'amplitude des harmoniques H.F.. Cette différence devrait être de l'ordre de 6dB car le saut maximal dans la dérivée seconde du trapèze est 2,4 fois plus grand que celui du signal optimisé. Nous vérifions sur la figure 204 que les spectres H.F. respectent nos prévisions.



Figure 205 : Comparaison du courant trapézoïdal et du courant optimisé à la seconde dérivée.



Figure 206 : Comparaison de la dérivée du courant trapézoïdal et de la dérivée du courant optimisé à la seconde dérivée.



Figure 207 : Comparaison de la dérivée seconde du courant trapézoïdal et de la dérivée seconde du courant optimisé à la seconde dérivée.



Figure 208 : Spectre du courant trapézoïdal et du courant optimisé à la seconde dérivée.

La figure 205 présente un courant "trapézoïdal" (trait fin) et un courant optimisé à la seconde dérivée. La figure 206 montre leurs dérivées. On observe là encore, au début du premier transitoire, une discontinuité dans la dérivée du signal optimisé. Comme dans les résultats précédents, cette discontinuité est pratiquement aussi importante que celle observée pour le trapèze. On vérifie à nouveau (figure 207) sur les dérivées secondes de nos 2 signaux que l'amplitude de la première discontinuité n'est que d'un tiers plus petite que celle du trapèze. Là encore, l'étude des dérivées nous permet de prédire une différence des harmoniques H.F. de l'ordre de 6dB. Nous vérifions figure 208 que les spectres H.F. respectent encore nos prévisions.

3.4.4.2 Conclusion

Ces résultats, a priori négatifs, ont été en réalité très enrichissants. Les spectres des fonctions optimisées ne diminuaient pas aussi rapidement qu'on aurait souhaité, mais nous avions pu prédire ces résultats grâce à l'étude des dérivées des signaux, ce qui nous a permis d'identifier très finement les phases posant des problèmes. Les résultats de cette étude ont permis de définir très précisément les améliorations techniques à apporter à la prochaine génération de montages. De plus, ce travail a validé la corrélation entre l'amplitude des sauts de dérivée et l'amplitude des harmoniques H.F., ce qui nous laisse envisager pour les mesures C.E.M. une approche temporelle très intéressante.

Résumé des Résultats de la première génération de montages Points forts : Adaptabilité à un montage industriel. Résultats C.E.M. très encourageants. Points faibles : Coût dû à l'asservissement. Limite de l'asservissement de l'IGBT (instabilité). Augmentation des temps de transition.

3.5. HACHEUR A M.O.S. DE PUISSANCE ASSERVI PAR M.C.D.C. A HAUTE PERFORMANCE ([70] A [75])

3.5.1 Introduction

Cette maquette est la première de la seconde génération de commande et d'asservissement. Cette seconde génération a permis d'obtenir des temps de transition de l'ordre de la microseconde. Ces énormes progrès ont été possibles grâce à une optimisation de la génération des formes d'ondes ainsi que de la stabilité de l'asservissement (grâce à la linéarisation de l'interrupteur de puissance). Tous ces progrès ont été réalisés suite aux travaux menés sur le hacheur et le gradateur à I.G.B.T.. Ceux-ci ont permis d'identifier finement les difficultés techniques à résoudre. A ce stade de l'expérimentation, l'intérêt théorique de la M.C.D.C. était prouvé. En revanche, les premières maquettes ne démontraient que partiellement son adaptabilité à des systèmes industriels (le gradateur pour halogène est un système qui fonctionne à basse fréquence et peut donc supporter des temps de transitions de l'ordre de 100 μ s ; de plus sa charge est purement résistive).

3.5.2 La partie puissance

3.5.2.1 Introduction

La puissance devait être représentative d'un fonctionnement industriel. Nous nous sommes donc imposé un système de puissance de type hacheur, de fréquence de fonctionnement de l'ordre de la dizaine de kHz débitant sur une charge R.L. de puissance 1 kW.

3.5.2.2 Structure de la puissance

La structure de puissance retenue est présentée figure 209. Elle est constituée d'un interrupteur de puissance en série avec une charge absorbant un courant constant. Cette charge possède donc une diode de roue libre.



Figure 209 : Schéma de puissance

3.5.2.3 Choix de l'interrupteur

Il nous fallait un interrupteur unidirectionnel en courant et tension, commandable à l'amorçage et au blocage. L'I.G.B.T., le transistor bipolaire et le transistor MOSFET correspondent à ce cahier des charges. La première maquette utilise un I.G.B.T.. Nous nous sommes rendus compte lors de sa mise au point de sa grande instabilité. Celle-ci est due à différents problèmes intrinsèques au composant :

- Ses caractéristiques sont fortement non-linéaires (à cause du MOSFET d'entrée).
- Il ne peut pas être commandé à n'importe quel instant. Pendant sa phase de blocage, à l'instant où le MOSFET d'entrée se bloque, le transistor bipolaire interne se bloque base en l'air, si bien que cet instant n'est pas contrôlable.

L'I.G.B.T. ayant été écarté, notre choix s'orienta vers le M.O.S. de puissance.



Figure 210 : Caractéristique courant / tension dans le M.O.S. de puissance.

3.5.3 La commande

3.5.3.1 Introduction

La réalisation de cette commande est encore le résultat d'une coopération étroite entre le L2EP et le L.E.S.i.R.. Le L2EP a eu pour rôle l'amélioration des performances du générateur de formes de raccordement pendant que le L.E.Si.R travaillait à l'amélioration des performances de l'asservissement (stabilité, vitesse).

3.5.3.2 Principe

Le principe reste le même que pour les précédents montages. Il faut agir sur la forme des transitions afin d'améliorer la dérivabilité du courant. Ceci provoque une diminution importante du spectre haute fréquence, donc des perturbations.

3.5.3.4 Analyse d'un cycle

La commande de ce hacheur est inspirée de l'ancienne génération. Le paragraphe suivant présente le cycle de fonctionnement du hacheur. La grande différence par rapport aux précédents montages est l'optimisation de tous les temps. Pour parvenir à faire fonctionner notre montage à 10 kHz, il fallait des transitions (asservies) de quelques µs au plus. Ceci représentait pratiquement une amélioration d'un facteur 100. Vues les grandes difficultés de stabilité rencontrées pour des temps de transitions de 100µs, cela représentait un pari difficile.

Pour y parvenir, nous avons dû ne garder que l'essentiel. L'utilisation d'une P.A.L. était impossible. Tous les traitements logiques ont été câblés avec des circuits rapides. La figure 212 présente l'évolution des différentes grandeurs du système sur un cycle de fonctionnement.



Figure 211 : Schéma électrique globale



Figure 212 : Evolution des grandeurs électriques lors d'un cycle de fonctionnement d'un hacheur.

L'instant t_0 est déterminé par le passage à l'état haut de l'astable (NE555). Ceci a pour effet de démarrer le comptage qui provoque la lecture de la mémoire ; l'asservissement impose que le courant suive la forme mémorisée. Cet asservissement s'effectue au travers du bloc de linéarisation, ce qui lui assure une très grande stabilité.



Figure 213 : Résumé d'un cycle de fonctionnement.

A l'instant t_1 , le contrôleur fait basculer le système en mode "saturé". Cet instant est déterminé par un circuit logique qui effectue un "et" de tous les bits de données de la mémoire. Ceci provoque l'arrêt du comptage, ainsi que le passage à l'état haut de la sortie V_{COM} . Lors de la première utilisation du système, il est nécessaire de régler à la main le raccordement entre le courant asservi et le courant saturé. L'auto-ajustement n'a pas été

installé sur cette maquette par souci de simplicité. Cependant, sa restauration ne pose aucun problème. La mise en "saturation" est obligatoire pour faire chuter la tension V_{ds} à son minimum afin de diminuer les pertes par conduction. Pour y parvenir, on ramène la grille à $+V_{cc}$ grâce à une résistance, figure 214.



Figure 214 : Circuit de "saturation".

Le passage du multivibrateur astable (NE555) à zéro provoque la remise à zéro de la sortie V_{COM} (arrêt de la saturation) et le basculement de V_{COM2} (désaturation du M.O.S.). La désaturation du M.O.S. est indispensable pour éviter une instabilité au moment du redémarrage de l'asservissement. Cette désaturation s'effectue par déstockage des charges accumulées aux bornes de la capacité grille source. Pour ceci, il faut donc ramener la source du M.O.S. à la masse (figure 215). Lorsque la tension V_{DS} atteint une valeur optimum pré-définie (~3/4 V_e réglage manuel du seuil), V_{COM2} repasse à zéro, ce qui engendre un décomptage qui provoque la lecture de la mémoire. Pendant cette période, le courant est asservi à la forme mémorisée. De t₄ au début de la prochaine période le courant est asservi à zéro.



Figure 215 : Circuit de déstockage.

3.5.3.5 Linéarisation du M.O.S.

Pour qu'un système asservi soit stable, il est nécessaire que l'asservissement (retour mesure et correction) soit rapide devant la grandeur à asservir. La figure 216 illustre ce problème. Elle représente la variation du courant autour d'une consigne pour deux systèmes, qui possèdent le même retard de 2µs. Celui-ci correspond au temps d'analyse entre l'instant d'un changement d'état (inversion du signe de $I_{réel} - I_{consigne}$) et l'instant où il est répercuté sur l'actionneur. Les deux systèmes ont un "slew rate" différent. On observe bien que plus le "slew rate" est grand plus le système est oscillant, ce phénomène s'explique par l'effet retard.

Le M.O.S. de puissance est un composant dont les commutations sont très rapides, de l'ordre de la dizaine de nano-secondes pour plusieurs dizaines d'ampères. Les variations du courant, I_{INT}, sont directement liées à la vitesse de ce composant. Cela impose donc une boucle d'asservissement ayant un temps de réponse de l'ordre de la nano-seconde. La mise en œuvre d'un tel système ne peut être réalisée que par intégration. Ne possédant pas une telle technologie, notre boucle d'asservissement a un temps de réponse de l'ordre de l'ordre de l'ordre de quelques centaines de nano-secondes. Ne pouvant accélérer la boucle de réaction, nous avons réalisé un système permettant de limiter la variation du courant principal. Le courant doit pouvoir varier plus vite que la consigne, sans créer cependant des oscillations inacceptables autour de celle ci.



Figure 216 : Phénomène oscillatoire entraîné par un retard et une vitesse excessive de réaction du système.

Ces problèmes d'oscillations parasites ont déjà été observés sur l'I.G.B.T.. Le phénomène de retard, dû au traitement de l'information, est une source d'instabilité importante. Notre système doit asservir précisément le courant sur une grande dynamique dans un temps très court. La résolution de ces problèmes est un passage obligé dans la réussite de la M.C.D.C. par asservissement. Nous avons donc créé un système qui permet d'imposer une variation maximum au courant principal, permettant ainsi de diminuer les phénomènes oscillatoires. Le paragraphe suivant développe la stratégie adoptée pour parvenir à ce résultat.

• Principe du limiteur de di/dt



Figure 217 : Schéma de principe du limiteur de di/dt.

Nous nous sommes fixés comme objectif de réaliser une transition optimisée sur une durée de 5μ s. Il faut donc un asservissement capable de passer de 0 à 10A en 5μ s. Pour une transition classique (trapézoïdale) il faudrait

$$\frac{di}{dt}\min = \frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{10A}{5\mu s} = 2A/\mu s$$

La figure 218 montre que pour une forme 15 fois dérivable, la pente maximum de la courbe est 5 fois plus importante que la pente du trapèze associé à cette transition.



Figure 218 : Comparaison des pentes maximum d'une transition trapézoïdale et d'une transition 15 fois dérivable.

Ce raisonnement nous a fourni la pente minimum $(10A/\mu s)$ pour que le système puisse fonctionner. Il est nécessaire d'appliquer un coefficient de sécurité (2) à cette pente, afin que le système puisse rattraper la consigne rapidement mais sans le rendre instable. Nous avons donc choisi de limiter le di/dt maximum à $20A/\mu s$. Cette valeur nous permet de calculer l'inductance à insérer dans le circuit.

$$\frac{dI_s}{dt} \max = 20A/\mu s = \frac{1}{L} \cdot (E_g - V_{gsth})$$

d'où $L = \frac{1}{20} \cdot (E_g - V_{gsth})$
 $L = 0.6 \,\mu H$

L'augmentation de l'inductance dans la maille principale entraîne une augmentation des contraintes subies par l'interrupteur. Au moment du blocage, l'interrupteur est soumis à une tension :

$$V_{DS} = V_e - V_{DIODE} - V_L$$
$$V_{DIODE} = 0$$

or

d'où

 $V_1 = L \frac{dI_s}{dt}$ au pire sur une transition dérivable 14 fois $\frac{dI_s}{dt} \max = 10A/\mu s$ $V_1 = 6V$ $V_{DS} = 60 + 6 = 66V$

soit 10%; ce qui est tout à fait acceptable. Cependant, ce calcul a été effectué pour un fonctionnement normal du système. Or, lors des essais du prototype, des dysfonctionnements de la commande peuvent survenir. Il est nécessaire de diminuer au maximum les risques de destruction de la partie puissance. Pour cette raison, nous devons recommencer le calcul avec des valeurs extrêmes. Le M.O.S. de puissance peut, au pire, changer d'état en quelques 10 ns. Soit dans le pire des cas (le passage de 10 à 0 ampères en 10 ns) un di/dt de 1000A/µs, donc une tension de blocage aux bornes de l'interrupteur de 660V. Ce qui implique une surcontrainte de 1000%. Cela est inacceptable.

De plus, nous avons vu dans le premier chapitre que les phénomènes de résonance étaient créés à cause des inductances en série dans la maille principale et des capacité parasites ou de découplage. Une augmentation de l'inductance de ligne aura pour effet de ramener ces résonances vers les basses fréquences. C'est pour ces raisons que nous avons préféré une autre solution.



Figure 219 : Schéma électrique de la contre-réaction.

La figure 219 présente le schéma de principe du limiteur de di/dt à rétroaction sur l'interrupteur. Le capteur de di/dt peut être considéré comme un transformateur de courant dont le secondaire est ouvert. Le théorème d'Ampère s'écrit :

$$n_1.I_{\text{int}} = \frac{\varphi}{L}$$
 et $V_2 = n_2.\frac{d\varphi}{dt}$

soit

or

d'où

On obtient donc :

$$\left(E_g - V_{gsth}\right) = V_1 + V_2$$

 $\frac{dI_{\text{int}}}{dt} = \frac{E_g - V_{gsth}}{L(1 + n_2)}$

 $V_2 = n_2 . n_1 . L . \frac{dI_{\text{int}}}{dt}$

 $V_2 = n_2 . L . \frac{dI_{\text{int}}}{dt}$

 $n_1 = 1$

$$= L \cdot \frac{dI_{\text{int}}}{dt} + n_2 \cdot L \cdot \frac{dI_{\text{int}}}{dt}$$
$$= L(1 + n_2) \cdot \frac{dI_{\text{int}}}{dt}$$

d'où

Cette rétroaction permet donc de produire l'effet d'une inductance importante (
$$L_{eq} = L(1+n_2)$$
)
sans en avoir les inconvénients. Pour réaliser notre contre-réaction, nous avons choisi un tore
qui possède une faible inductance et qui ne se sature pas pour le courant nominal de 10
ampères, sa réluctance étant de 55 nH/spire². On a donc réussi à créer une inductance
équivalente 1 + n₂ fois plus grande que L, en ce qui concerne la réponse électrique tout en
limitant l'inductance dans la maille principale à une inductance de 55 nH (une seule spire au
secondaire). Nous calculons alors le nombre de spires au secondaire :

$$n_2 = \left(\frac{E_g - V_{gsth}}{L.dI_{int} / dt}\right) - 1$$
$$= \frac{15 - 3.5}{55.10^{-9}.20.10^6} - 1$$
$$= 9.4$$

On choisit $n_2 = 9$

Des simulations du système ont montré qu'il était oscillant car la boucle de commande ainsi formée (l'inductance équivalente et la capacité d'entrée au M.O.S.) crée un circuit résonnant peu amorti. Cet effet peut être fortement atténué en chargeant le secondaire du transformateur. Ceci a pour effet de limiter sa bande passante donc d'atténuer l'effet de résonance. La figure

220 présente le schéma de principe du montage. Le calcul de la résistance de charge minimum a donné 300 ohms. Cette valeur correspond à une bande passante de 10 MHz.



Figure 220 : Schéma de principe

L'insertion d'une résistance de stabilisation entre le sommateur et l'interrupteur a été nécessaire pour éliminer les derniers effets de résonance. De plus une résistance (R_4) de prépolarisation a été ajoutée. Les valeurs de ces résistances ont été déterminées par simulations successives. La figure 221 présente le système de linéarisation final.



Figure 221 : Schéma de la fonction de linéarisation

A cette linéarisation, deux fonctions sont venues s'ajouter : la saturation et la désaturation de l'interrupteur commandé. Lors des simulations, nous nous sommes rendus compte que le système de linéarisation seul ne "sature" pas la capacité C_{gs} , ce qui entraîne une tension V_{DS} importante donc des pertes par conduction. Pour remédier à ce problème nous avons ajouté un système qui permet de "saturer" la capacité C_{gs} . Lors de nouvelles simulations, ce système de saturation rendait la boucle instable et donc incontrôlable, lors du repassage en asservissement pour le front descendant. Ceci est dû au retard entraîné par le déstockage de la capacité C_{gs} . Nous avons donc créé un système permettant de ramener la tension V_{gs} à une valeur n'entraînant pas de retard au moment du passage en asservissement.

3.5.3.6 Problème de la dissipation de puissance



Figure 222 : Surface unitaire permettant la comparaison de la puissance dissipée en fonction de la dérivabilité du courant.

La diode impose une tension presque nulle aux bornes de la charge pendant toutes les transitions et les phases de roue libre. On a donc, si l'on néglige la tension aux bornes de l'inductance, $V_{ds} = V_e$.(figure 222). Dans cette configuration, l'augmentation de la dérivabilité du courant n'apporte aucune amélioration au niveau de la dissipation de puissance. La figure XX montre que la surface due à une forme optimisée est exactement la même que celle due au triangle. L'augmentation due au temps de commutation est donc encore plus préjudiciable que sur une charge résistive. La puissance dissipée par commutation dans ce type de montage est donc 10 fois supérieure à un montage classique qui commute en 500 ns.

3.5.4 Résultats

3.5.4.1 Mesures



Figure 223 : Comparaison du courant dans l'interrupteur et de la consigne.

La figure 223 présente le courant dans l'interrupteur après réglage manuel du raccordement et le courant de consigne. On observe une grande concordance entre les deux. On n'observe pas d'erreur de traînage. Le choix d'une réaction proportionnelle entraîne une erreur statique de 8%, ce choix était obligatoire pour ne pas déstabiliser le système. Cette erreur statique n'a aucune importance car elle est rattrapée lors du réglage de raccordement du courant.

Les essais de perturbations conduites ont été réalisés grâce à une sonde Tektronix à grande bande passante (80MHz). Plusieurs familles de courbes de transition ont été testées, les résultats théoriques ont été vérifiés dans toutes les configurations.



Figure 224 : Comparaison du spectre avec forme optimisée et de l'asymptote d'un trapèze.

La figure 224 présente le spectre du courant I_{int} avec un raccordement exponentiel. Nous avons présenté l'asymptote d'un signal en trapèze ayant un temps de transition de 0,25 μ s. De 200 KHz jusqu'à 10 MHz, on mesure un rapport 10 entre les perturbations générées par le trapèze et le signal optimisé. Ces mesures ont été réalisées dans un milieu très bruyant et il est difficile d'analyser toutes les remontées du spectre à partir de 400 KHz. Cependant en étudiant de façon fine le signal et ses dérivées, nous nous sommes aperçus d'une toute petite oscillation du signal. Cette oscillation minuscule sur le signal occasionne un pic dans le spectre. Nous avons tout d'abord cru à une instabilité de l'asservissement mais en étudiant les signaux, nous avons remarqué qu'il était dû au circuit de création de forme et plus spécialement au convertisseur numérique analogique.

3.5.4.2 Conclusion

Ce travail a été très enrichissant, tout d'abord d'un point de vue technique, nous avons résolu les énormes problèmes de stabilité rencontrés avec l'I.G.B.T.. Ces problèmes étaient un frein majeur à la poursuite de la méthode. La linéarisation a permis de tels progrès qu'il semble envisageable dans un proche avenir d'asservir des transitions inférieures à la micro-seconde. De plus, nous avons considérablement simplifié l'électronique de commande, tout en réduisant son coût de façon significative.

Cependant, malgré un bilan très positif, un problème subsiste : malgré une division par 20 des temps de commutation, le problème de dissipation de puissance lors des commutations est encore très supérieur à un fonctionnement normal. Enfin, un autre problème subsiste : le prix du capteur de mesure du courant reste disproportionné par rapport au système. Une solution technique semble pouvoir résoudre ce problème de surcoût. Il s'agit du transistor HEXSense (International Rectifier). Ce transistor à effet à grille isolée présente, au niveau de la source, une sonde de Kelvin fournissant un courant $I_{CS} = K.I_D.(K<<1)$ à la sortie de la connexion CS (current sense). La figure 225 représente un circuit de mesure du courant utilisant un convertisseur courant-tension à amplificateur opérationnel qui pourrait diviser les prix de revient du notre système par 10.



Figure 225 : Structure de mesure à coût réduit.



3.6. HACHEUR EN BOUCLE OUVERTE RESPECTANT LA M.C.D.C. ([76] A [79])

3.6.1 Introduction

L'objectif était de réaliser un prototype n'ayant pas besoin de rétro-action pour suivre des formes pré-définies, ceci permettant de s'affranchir de tous les problèmes d'instabilité dus au retard de la boucle de mesure et du traitement d'information. Cette modification a pour conséquence une réduction importante des coûts. L'idée de départ était de définir la fonction de transfert de l'actionneur, de l'inverser grâce au bloc mis en forme et de le rendre ainsi complètement linéaire du point de vue de la consigne (figure 226). Cette maquette est le résultat de la deuxième génération de commande.



Figure 226 : Schéma bloc du système.

3.6.2 La partie puissance

3.6.2.1 Introduction

Là encore, la partie puissance choisie est représentative de celles rencontrées dans le monde industriel. Nous avons choisi un système de type hacheur, de fréquence 10kHz fournissant une puissance de 1kW.

3.6.2.2 Structure de la puissance

La figure 227 présente la structure de la puissance. Ce montage est composé d'une alimentation 200V continue et d'une charge de 47Ω . Cette charge étant légèrement inductive, une diode de roue libre est montée en anti-parallèle. Cette charge est *a priori* la plus défavorable.



Figure 227 : Schéma de puissance.

3.6.2.3 Choix de l'interrupteur

Il nous faut un interrupteur unidirectionnel en courant et tension, commandable à l'amorçage et au blocage. L'I.G.B.T., le transistor bipolaire et le transistor MOSFET correspondent, là encore, à ce cahier des charges. Le bipolaire est beaucoup plus linéaire que les deux autres ; c'est pour cette raison que nous l'avons choisi.

3.6.3 La commande

3.6.3.1 Introduction

La commande peut être scindée en deux parties bien distinctes : génération du signal optimisé et mise en forme (qui pourrait s'intituler adaptation au composant de puissance). Grâce à notre choix d'interrupteur, cette partie s'avéra être la plus simple. L'essentiel du travail réside dans l'optimisation de la génération de forme.

3.6.3.2 Principe

Le principe de réduction des perturbations est analogue à celui des précédents montages. Nous devons agir sur la forme des transitions afin d'améliorer la dérivabilité du courant. La grande différence est l'absence de rétro-action. L'idée de ce montage est venue du fait que le bipolaire est utilisé en petits signaux pour transmettre des formes qui peuvent être complexes (amplificateur Hi-Fi). Cependant, les fréquences de ce genre de signaux sont rarement de l'ordre du MHz avec des puissances de l'ordre du kW.



Figure 228 : Schéma de principe.

La figure 228 présente un montage amplificateur (inverseur) petits signaux, fréquemment utilisé en électronique. Si les résistances ont été correctement choisies, on obtient la tension de sortie V_s .



Figure 229 : Mise en évidence du problème de tension de seuil.

Si l'on ne pré-polarise pas assez le système, (élimination du V_{BE}) on écrête le signal sur une des alternances (figure 229). Il suffit d'augmenter le potentiel V_{BE} statique (jusqu'à la limite de la conduction) pour voir disparaître ce problème. La figure 230 montre le signal V_s ainsi obtenu. On s'aperçoit que l'on pourrait optimiser l'amplitude de la tension de sortie (on ne profite pas de toute la dynamique). Il suffirait d'augmenter R₃ ou l'amplitude de V_e.



Figure 230 : Mise en évidence du problème de tension de saturation (V_{CEsat}).

La figure 230 présente le problème de saturation de V_{CE} . Si la dynamique est trop importante, on observe tout d'abord une légère déformation du signal (figure 230.a). Si on augmente à nouveau le signal d'entrée, on arrive à un palier qui correspond à V_{CEsat} .



Figure 231 : Cycle de réglage de notre signal optimisé.

Le fonctionnement de notre montage suit exactement les mêmes principes : nous faisons varier la tension aux bornes de la charge entre 0 et ($V_a - V_{CEsat}$). Nous optimisons la tension aux bornes de la charge, comme le montre la figure 231, en agissant sur la tension $V_{BEstatique}$ (figure 231.b) puis sur l'amplitude de V_e (signal mémorisé figure 231.c).

3.6.3.3 Analyse d'un cycle de fonctionnement



Figure 232 : Synoptique du système.

La figure 232 présente le synoptique du système. L'utilisateur a accès à quatre grandeurs sur ce système. Il peut tout d'abord régler la fréquence et le rapport cyclique. De plus, pour obtenir un signal optimum, il doit régler l'amplitude de V_e pour obtenir le plus petit V_{CEsat} n'entraînant pas de discontinuité, il doit aussi optimiser la valeur de V_{BE} statique pour ne pas avoir un écrêtage de notre signal. Ces deux derniers signaux peuvent être réglés automatiquement (ceci ayant été fait sur la maquette du gradateur). Les paragraphes suivants détaillent un cycle de fonctionnement du système (figure 233).



Figure 233 : Cycle de fonctionnement

L'instant t_0 est déterminé par le passage à l'état haut de l'astable (NE555). Ceci déclenche le comptage qui provoque la lecture de la mémoire, le courant suit alors la forme mémorisée.

L'instant t₁ est déterminé par le passage à l'état haut du circuit logique effectuant un "et" de tous les bits de données de la mémoire, ceci provoquant l'arrêt du comptage. Lors de la première utilisation du système, il est nécessaire de régler l'amplitude de $V_e = V_{consigne}$ pour diminuer au maximum V_{CEsat} sans provoquer trop de déformations. Ce réglage est un compromis entre pertes et perturbations. Le passage du multivibrateur astable à zéro, provoque le décomptage des adresses mémoire.

Pendant cette période, le bipolaire repasse dans sa zone linéaire, ce qui a pour effet de donner au courant la forme mémorisée. De t_3 jusqu'au début de la prochaine période, le courant reste nul mais à la limite de la conduction. Le cycle se répète ainsi au cours du temps.



Figure 234 : Schéma bloc entre t₃ et t₄.

3.6.3.4 Présentation du générateur de forme haute performance

Pour réaliser une transition en 5μ s, avec une résolution minimum de 128 points, il fallait un système dont la fréquence d'horloge était de 25 MHz, ce qui imposait pour toute l'électronique numérique et analogique, des bandes passantes supérieures à 50 MHz. Même

avec des composants de ce type (données constructeur), l'ensemble ne fonctionnait correctement qu'avec un oscillateur de 20 MHz. La figure 235 présente le diagramme fonctionnel de la création de $V_{consigne}$.



Figure 235 : Schéma de principe du générateur de forme.

3.6.4 Résultats

3.6.4.1 Mesures

16: 49: 11 MAY 15. 1998 ACTV DET: PEAK COPY MEAS DET: PEAK QP AVG SCREEN MKR 166.0 KHz 34.58 dB W OUTPUT LOG REPORT REF 104.0 dBµV 1Ø dB/ niveau de bruit de la chaîne de mesure Define ATN 1Ø d8 Report transitions optimisées Define List transitions en trapèzes VA VB VC FC EDIT ANNOTATN COAR 3Ø.Ø KHz START STOP 1.0000 MHz AVG BW 30 KHZ BW 9.0 kHz IF #SWP 10.00 880

Figure 236 : Comparaison du spectre du courant optimisé et du courant trapézoïdal.

Cette mesure est très concluante, car elle montre une nouvelle fois clairement qu'une forme de courant optimisée a un spectre moins fourni que les transitions brutales. La mesure est ici faite dans la bande 30 kHz-1MHz. On peut constater qu'à 1MHz, le spectre du courant optimisé se confond avec le bruit.

3.6.4.2 Conclusion

Les résultats obtenus sont là encore très prometteurs. Cependant, cette méthode de commande sans asservissement ne peut être envisagée qu'avec un interrupteur du type bipolaire de puissance, pour sa linéarité. L'avantage d'une telle méthode est son prix de revient. L'électronique de commande a en effet coûté à peu près 150 francs (fin 1997), tous les composants ayant été achetés à des tarifs unitaires. A la fin de l'année 1998, pour les mêmes performances, toujours à un tarif unitaire, le coût était divisé par deux. Le prix du silicium chutant beaucoup plus rapidement que le prix des filtres, il est envisageable dans un proche avenir que de tels montages, une fois intégrés, soient beaucoup moins coûteux que des systèmes analogues avec filtre.

Résumé des Résultats

Points forts : Mise aux normes conduites Surcoût inférieur au prix du filtre nécessaire au passage de ces normes Points faibles : Principe fonctionnement sur charge résistive uniquement

3.7 CONCLUSION

Ce chapitre nous a présenté les cinq prototypes réalisés. Nous avons pu mesurer au travers de ces maquettes les difficultés de mise en place de la méthode de commande par dérivée continue. Nous avons pu recenser les handicaps qui freinent la mise en place de ce type de commande sur des montages industriels. Malgré ces multiples limitations, le bilan reste très positif, tout d'abord grâce à la validation pratique de la méthode. En effet, même si les difficultés sont grandes, les résultats sont incontestables. De plus, malgré les énormes progrès (stabilité, vitesse, prix) réalisés entre la première génération de prototype et la seconde, la marge de progression technique reste très importante. Il est donc raisonnable d'envisager dans un proche avenir des systèmes asservis par la M.C.D.C. ayant des temps de commutations inférieurs à la micro-seconde entraînant un surcoût de quelques dixièmes de francs. La figure 237 présente le résumé de la mise en œuvre de la M.C.D.C..



Figure 237 : Chronologie de la mise en œuvre de la M.C.D.C..

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

C'est un exercice bien difficile que de trouver les mots justes qui clôtureront trois années de travail. Le terme de conclusion se marie bien mal avec ce travail. En effet, ce document ne constitue qu'une introduction à la M.C.D.C. et ses applications. Cette méthode de commande n'est pas une astuce qui réglerait ponctuellement un problème de non respect des normes mais plus un but à atteindre. (Un peu comme un commandement : tu ne généreras pas de discontinuité dans le signal et ses dérivées). Cette méthode ne concurrence pas d'autres méthodes de commande (commutation douce, multi-niveaux, etc....) mais les complète. C'est pour cette raison que ce travail n'est qu'un point de départ. Pour preuve, nous travaillons à l'heure actuelle sur l'étude de structure hybride M.C.D.C. / commutation douce. Donc plus qu'une conclusion à ce travail, nous allons en dresser un bilan.

D'un point de vue scientifique

D'un objectif très vague (étude topologique des circuits d'électronique de puissance visant à la réduction des problèmes C.E.M.) nous avons identifié finement l'origine intrinsèque des harmoniques H.F. des grandeurs tension et courant. Puis, nous avons imaginé une méthode de commande pouvant améliorer ces problèmes.

D'un point de vue technique

Nous avons imaginé puis réalisé des systèmes novateurs capables d'adapter à la pratique notre nouveau concept de commande (théorique).

Pour le laboratoire

Nous avons participé à la création d'une dynamique autour de l'axe C.E.M. en électronique de puissance au sein du laboratoire (deux partenariats avec l'ANVAR, deux contrats industriels avec les sociétés Sinaptec et Oldham Batteries). Trois maîtres de conférences commencent à s'intéresser de très près à la C.E.M. ; M Idir travaille actuellement sur les commutations multipentes, M Bartholomeüs et M Lemoigne désirent adapter la M.C.D.C. aux multi-niveaux. De plus, nous avons réussi à créer des synergies de recherche avec plusieurs laboratoires (L.R.P.E., L.E.Si.R. et le laboratoire de radio propagations des Mines de Douai).

D'un point de vue personnel

Cette expérience fut très enrichissante, nous avons été de l'imagination d'une nouvelle méthode de commande à sa réalisation pratique. Pour arriver à ce résultat (n'ayant ni l'expérience, ni le matériel nécessaire), il a fallu convaincre puis créer une dynamique de recherche avec d'autres laboratoires autour de ce nouveau concept (encore merci à M. Costa).

Les perspectives

Plusieurs axes de recherche se distinguent dans la suite de nos travaux :

- Les améliorations techniques (réduction des temps de commutation, diminution du coût du système de mesure du courant).
- Applications de la M.C.D.C. à la commutation douce.
- Création d'un système M.C.D.C. (pour commutation dure) à transition sous tension réduite (réduction du problème de pertes par commutations)
- Réalisation d'un condensateur de découplage orienté vers la M.C.D.C..
- Adaptation de la méthode à un système multi-niveaux.

Je voudrais finir cette thèse par un conseil aux nouveaux doctorants (et plus généralement aux nouveaux chercheurs) : rêvez, ne rentrez pas dans les moules, regardez les choses avec curiosité, doutez de tout, sortez des chemins battus, ayez confiance en vos intuitions, soyez fiers de votre travail, ne faites pas les choses à moitié, communiquez, faites partager votre enthousiasme, n'hésitez jamais à poser des questions et enfin n'écoutez pas toujours les conseils !©.

D'un point de vue personnel

Cette expérience fut très enrichissante, nous avons été de l'imagination d'une nouvelle méthode de commande à sa réalisation pratique. Pour arriver à ce résultat, il a fallu convaincre puis créer une dynamique de recherche avec d'autres laboratoires (n'ayant ni l'expérience, ni le matériel nécessaire) autour de ce nouveau concept (encore merci à M. Costa).

Les perspectives

Plusieurs axes de recherche se distinguent dans la suite de nos travaux :

- Les améliorations techniques (réduction des temps de commutation, diminution du coût du système de mesure du courant).
- Applications de la M.C.D.C. à la commutation douce.
- Création d'un système M.C.D.C. (pour commutation dure) à transition sous tension réduite (réduction du problème de pertes par commutations)
- Réalisation d'un condensateur de découplage orienté vers la M.C.D.C..
- Adaptation de la méthode à un système multi-niveaux.

Je voudrais finir cette thèse par un conseil aux nouveaux doctorants (et plus généralement aux nouveaux chercheurs) : rêvez, ne rentrez pas dans les moules, regardez les choses avec curiosité, doutez de ce que l'on vous enseigne, sortez des chemins battus, ayez confiance en vos intuitions, soyez fiers de votre travail, ne faîtes pas les choses à moitié, communiquez, faîtes partager votre enthousiasme, n'hésitez jamais à poser des questions et enfin n'écoutez pas toujours les conseils !©.

ANNEXE 1

A.1 LE « MICRO-BLINDAGE »

Cette annexe est le résumé de travaux menés par le L2EP au travers de l'activité de projet de l'Ecole Centrale de Lille sur la réduction des perturbations rayonnées par les circuits d'électronique de puissance.

L'idée de cette étude est de confiner les perturbations rayonnées dans un espace de propagation réduit. Cette approche est possible en électronique de puissance pour plusieurs raisons :

- Les sources de rayonnement sont facilement identifiables (en général).
- Il n'est pas toujours possible de réduire les antennes dans la conception (encombrement).
- Le poids est déjà un handicap lourd pour l'électronique de puissance ; réduire le poids du blindage est un avantage commercial important. De plus, les blindages globaux sont très coûteux.

A.1.1 La théorie des écrans conducteurs

L'apposition de la couche conductrice comportait deux aspects à prendre en compte : la conformabilité du matériau à la forme du circuit, et plus particulièrement à celle du blindage réalisé à l'aide du polymère, mais ce matériau devait également présenter une conductivité suffisante pour constituer une couche conductrice. Dans cette optique, plusieurs possibilités étaient envisageables.

Un écran métallique s'oppose à la pénétration d'un champ électrique, magnétique ou électromagnétique d'un milieu dans un autre. Il peut fonctionner dans les deux sens : empêcher le milieu extérieur de perturber un dispositif ou éviter que ce dispositif ne perturbe le milieu extérieur. Les écrans conducteurs utilisés dans le projet ont été choisis car ils permettent de jouer sur deux facteurs : les pertes par absorption et les pertes par réflexion. Pour fonctionner correctement, un écran doit toujours être relié à la masse (afin d'éviter l'apparition de tensions parasites), cette mise à la masse s'effectuant dans certaines conditions de contact.
l'apparition de tensions parasites), cette mise à la masse s'effectuant dans certaines conditions de contact.





A.1.1.2 L'efficacité d'un écran

L'efficacité d'un écran est définie par les relations $S_E = 20\log E_0/E_1$ et

 $S_H = 20\log H_0/H_1$ en dB, où S_E et S_H représentent les atténuations des champs électrique et magnétique (respectivement).

On peut décomposer cette atténuation globale en S = A + R + B, toujours en dB, où

- A représente les pertes par absorption (ou dissipation d'énergie) ;
- R représente les pertes par réflexion (onde réfléchie vers l'extérieur) ;
- B est un terme correctif dépendant des réflexions multiples, dans le cas des blindages minces.

A.1.1.3 La notion d'épaisseur de peau (Pertes par absorption)

Ce phénomène se manifeste surtout à haute fréquence, il se caractérise par la présence du courant dans une couche superficielle du conducteur.

Quand on calcule la propagation d'un courant alternatif dans un conducteur, on constate que la densité de courant mesurée sur une section du conducteur n'est pas constante mais qu'elle croît depuis le centre jusqu'à la périphérie, l'écart étant d'autant plus marqué que la fréquence est élevée.

Physiquement, ce phénomène s'explique par le fait que les lignes de courant internes au conducteur engendrent des flux qui induisent à leur tour, dans la masse du conducteur, des courants tendant à s'opposer à ces variations de flux. Les courants haute fréquence restent en surface et décroissent dans l'épaisseur selon une loi exponentielle $H_1/H_0 = \exp(-e / \delta)$. L'effet de peau se caractérise par la « profondeur de pénétration » ou « épaisseur de peau », qui est un coefficient δ (jouant sensiblement le même rôle que la constante de temps dans un régime transitoire), donné par la relation :

 $\delta = \sqrt{\left[\rho / (\pi \mu f)\right]} = \sqrt{\left[2\rho / (\pi \mu f)\right]}, \text{ soit encore}$

$$\delta = 66.10^{-6} / \sqrt{(f\mu/\rho)}$$
 où :

 δ est obtenue en mètres dans la dernière formule ;

 ω : pulsation ;

f : fréquence (en MHz dans la dernière formule) ;

 μ : perméabilité relative du métal ;

 ρ : résistivité relative du métal par rapport au cuivre, inverse de sa conductivité relative ;

En revenant au facteur A défini plus haut, on a :

A = 8,7 e / δ = 1,3 e $\sqrt{f \mu_r \sigma_r}$ en dB, pour le champ magnétique et le champ électrique, avec e en cm et f en Hz pour la deuxième formule. On remarque que quand e = δ , l'atténuation est de 8,7dB.

A.1.1.4 Les pertes par réflexion

Lorsqu'on passe d'un milieu d'impédance caractéristique élevé Z_0 (l'air) à un milieu d'impédance caractéristique faible Z_s (écran métallique), une partie de l'onde est réfléchie (II s'agit d'un problème de désadaptation d'impédance). L'expression du champ transmis de l'autre côté de l'écran étant pour le champ électrique (comme pour le champ magnétique) $E_t = [4 Z_0 Z_s / (Z_0 + Z_s)^2] E_0$ et avec $Z_0 >> Z_s$, on obtient l'expression $E_t = [4 Z_s / Z_0] E_0$ Donc, quel que soit le champ, les pertes par réflexion s'écrivent

$$R = 20 \log Z_0 / 4 Z_s en dB$$

Dans le cas général de la réflexion sur un matériau conducteur d'une onde se propageant dans l'air, on a $Z_0 = 377\Omega$ et $Z_s = \sqrt{j \mu_r \omega / \sigma_r}$ on a

$$R_{dB} = 168 - 10\log(f x \mu_r / \sigma_r)$$

Dans le cas du champ magnétique en champ proche, soit pour d < $\lambda / 2\pi$ (avec d= distance source / écran) et Z₀ = 2 π f μ _r on a

$$R_{HdB} = 14.6 + 10\log(f d^2 \sigma_r / \mu_r)$$

Dans le cas du champ électrique en champ proche, soit pour d < $\lambda/2\pi$ (avec d= distance source / écran) et Z₀ = 1 / (2 π f ε_r) où ε_r est la constante diélectrique du milieu où se propage l'onde, on a

$$R_{EdB} = 322 - 10\log(f^3 d^2 \mu_r / \sigma_r)$$

A.1.1.5. Conclusions

On constate, au vu des formules précédentes, qu'en champ proche, pour le champ électrique, l'effet d'écran est dû aux pertes par réflexion, alors que pour le champ magnétique, il est dû à l'absorption.

De plus, il est intéressant de noter qu'en champ lointain, les pertes par absorption sont prépondérantes. On soulignera également que la réflexion présente par rapport à l'absorption l'inconvénient de dépendre de l'impédance des champs et de ne pas amortir les résonances. Il faut retenir également qu'en haute fréquence, le problème du rayonnement des fentes fait différer les résultats théoriques des résultats pratiques, notamment à cause des fuites.

A.2. TESTS DE MATERIAUX

A.2.1. Matériaux isolants

A.2.1.1 Support géométrique de formage

La réduction du poids et de l'encombrement d'un blindage est conditionnée par la forme de sa couche isolante structurelle : mieux celle-ci épouse les reliefs du circuit, plus la réduction est importante. L'utilisation de températures élevées (entre 140 et 230°C selon les matériaux) interdisait en outre de se servir directement des circuits comme modèle géométrique lors du formage. Des moules en plâtre des différents circuits ont donc été fabriqués à cet effet : les circuits sont d'abord protégés avec de la pâte à modeler, qui permet facilement d'en conserver la forme générale et d'y ajouter des détails (dégagements des fils électriques). Un premier moule « femelle » est ainsi réalisé, qui sert à son tour de base à la fabrication d'un moule « mâle » sur le même principe.

A.2.1.2 Formage à chaud

Premier type d'essais réalisé, le formage à chaud consiste simplement à poser sur le modèle géométrique que l'on souhaite obtenir une feuille du matériau isolant, de la porter à température de ramollissement afin qu'elle prenne la forme du modèle, puis d'abaisser la température pour lui redonner sa rigidité. Les premiers essais ont été réalisés sur des formes simples, en chauffant au pistolet à chaleur. Mais cet outil a été rapidement abandonné, la température difficilement contrôlable et le manque d'uniformité du chauffage rendant la mise en forme impossible. L'utilisation d'une étuve s'est donc imposée.

• Mylar et Rhodoïd : le comportement de ces deux matériaux s'est avéré identique. La gamme de température utilisée a été 190-230°C pour le Mylar et 180-200°C pour le Rhodoïd. Le ramollissement n'est jamais apparu suffisant pour que le matériau prenne spontanément la forme définie sous l'action de son poids ; l'introduction de contraintes mécaniques supplémentaires (par compression entre moules mâles et femelles notamment) n'a guère fourni de résultat plus probant, sauf dans le cas de formes géométriques élémentaires. De plus, les feuilles de matériau avaient tendance à se gondoler sous l'effet de la chaleur, et devenaient cassantes après refroidissement.

Polystyrène : le ramollissement des feuilles de polystyrène s'effectue pour des températures peu élevées, et devient significatif dès 140-150°C. A cette température, le matériau prend de lui-même la forme du modèle géométrique lorsque celui-ci n'est pas trop complexe et ne nécessite pas d'allongement. Pour des modèles plus complexes, la compression entre deux moules permet d'obtenir des résultats satisfaisants, quoique présentant des plis gênants en vue de l'apposition de la couche métallique.

Les coques obtenues ont pu servir aux premiers tests de métallisation, mais le polystyrène ne pouvait être retenu comme solution définitive pour plusieurs raisons : les feuilles, obtenues à partir de l'étalement sur une surface plane de polystyrène « en flocons » dissous dans le trichloréthylène, n'étaient pas d'épaisseur uniforme, et contenaient d'innombrables bulles, résultats de l'évaporation progressive du trichloréthylène. De plus, la faible température de ramollissement du polystyrène correspond mal à l'environnement d'un circuit d'électronique de puissance.

Makrolon : le point de ramollissement optimal se situe environ à 210°C. A cette température, le matériau prend assez fidèlement la forme du modèle géométrique pour peu que celui-ci soit simple (les moules en plâtre ne le sont pas assez). La compression entre deux moules est ici difficile du fait de l'épaisseur de la feuille (1mm) d'une part, et de l'état un peu collant de sa surface d'autre part.

Ce procédé a été suffisant pour réaliser les blindages permettant de tester les différents dépôts conducteurs (blindage de simples boucles de courant).

Au terme de cette période d'essai, aucune solution n'apparaissait comme définitive. Les progrès réalisés en essayant d'introduire des contraintes mécaniques permanentes supplémentaires laissaient toutefois à penser que le chauffage assisté d'un processus à vide donnerait des résultats intéressants.

A.2.1.3 Formage à chaud assisté d'un processus à vide

Principe

Dans le formage à chaud « simple » décrit précédemment, la déformation du matériau n'était due qu'à l'action de son propre poids (et parfois à des contraintes internes entraînant un gondolement indésirable de la feuille). Cette action n'étant pas suffisante, un processus à vide

168

permet d'introduire des contraintes externes supplémentaires : en réalisant un vide même primaire d'un côté de la feuille isolante, la différence de pression de part et d'autre tend à repousser le matériau vers la zone de pression plus faible. Si l'on introduit le modèle géométrique dans cette zone, et que le matériau est porté à température de ramollissement, la feuille va se déformer et se plaquer contre le modèle.



Figure A2 : Principe de formage.

Réalisation

Le processus nécessite une enceinte dans laquelle le vide sera effectué et qui sera portée à plus de 200°C. Sa fabrication, longue et relativement complexe (problèmes d'étanchéité), a été confiée à l'entreprise Figuereido SA (Comines).



Figure A3 : Réalisation du processus.

L'enceinte est constituée d'une partie inférieure principale, et d'une bride supérieure. La feuille de matériau isolant est positionnée entre ces deux parties qui sont ensuite serrées par des serre-joints. L'excellente planéité des surfaces métalliques en contact avec la feuille (tolérance de 0.02 mm), associée au ramollissement du matériau et au serrage, permet d'assurer l'étanchéité au sein de l'enceinte. Un perçage latéral permet d'y faire le vide à l'aide d'une pompe.



Figure A4 : L'enceinte.

L'opération se déroule en quatre étapes : le matériau isolant est d'abord amené à température de ramollissement. A cet instant, on amorce la pompe, ce qui déclenche la déformation. On ramène ensuite le matériau à température ambiante en laissant la pompe fonctionner, afin d'éviter tout phénomène de relâchement du matériau. Enfin la pompe peut être arrêtée.



Tests

Les essais sur le Makrolon ont été d'emblée concluants. Ils ont mis en valeur une grande capacité d'allongement et une bonne résistance au déchirement (même sur des angles vifs). En outre l'aspect et l'état de surface ne varient pas avec les déformations. Au contraire, les essais sur le Mylar ont confirmé son faible potentiel de déformation, déjà pressenti auparavant, et ont conduit à son abandon. Les blindages définitifs ont donc été réalisés avec le Makrolon.

Résultat d'un formage (Makrolon)



A.2.2 Matériaux conducteurs

Le test de chacune de ces solutions a été réalisé grâce à une série de typons très simples, constitués de deux « plots » de cuivre, reliés ensuite grâce à une bande parallélépipèdique de dimension connue de la substance à tester, apposée à même le typon. Des mesures de résistance ont ensuite été effectuées au moyen d'un ohmmètre. Ces essais nous ont permis de ne retenir que les solutions les plus performantes, et de passer à des tests plus précis. Il s'agissait alors de mesurer le champ rayonné par une boucle de courant insérée en série dans le hacheur, et de couvrir ces boucles grâce aux différents blindages envisageables, pour évaluer la pertinence de ces blindages dans notre cas précis.



Figure A5 : Boucle de rayonnement.

A.2.2.1 Matériaux conducteurs testés

• Les peintures

La première solution envisagée a été l'application d'une couche mince de peinture conductrice, car cette solution apparaissait comme la plus simple à mettre en oeuvre. Les premiers tests ont été effectués avec des peintures décoratives à base de poudre de bronze (dorure) ou d'aluminium (argenture). Le problème est venu de la faible proportion de poudre de métal ou d'alliage de ces peintures. Les grains n'étaient pas assez nombreux pour bien venir au contact lorsque la peinture séchait, et l'on obtenait, avec la première série de tests, des résultats supérieurs au méga ohm, largement insuffisants

Il fallait donc passer à des peintures dont la concentration en métal était beaucoup plus forte, mais dont le coût augmentait considérablement. La laque d'argent et la poudre d'étamage ont été envisagées à cet effet, et ont donné des résultats bien plus probants pour ce qui est de la résistivité. Avec la laque d'argent, on obtient une conductivité de 0,01 Ω /cm. La poudre d'étamage doit être déposée sur un matériau conducteur et chauffée à environ 180°C. ensuite on élimine une couche de dépôt et on obtient un miroir d'étain.

A.2.2.2 Le dépôt métallique

• Technique du dépôt d'or sous argon

C'est le premier dépôt métallique que nous ayons envisagé. Le résultat était satisfaisant, mais selon l'orientation donnée au blindage à métalliser dans l'enceinte de l'appareil, on obtenait des résultats très différents. En outre, le dépôt réalisé était très irrégulier et très fragile. L'avantage majeur de cette technique résidait néanmoins dans le fait de pouvoir former une couche conductrice à même un matériau isolant.

• Les dépôts chimiques ou électrolytiques

Différentes techniques sont envisageables dans ce cas : les dépôts chimiques et électrolytiques double face, les dépôts chimiques double ou simple face. Nous avons choisi d'utiliser les dépôts électrolytiques qui permettent d'obtenir des épaisseurs plus importantes, et donc une meilleure conductibilité. Quant au métal, nous avons opté pour le nickel : l'électrolyse est aisée du fait de la faible densité de courant nécessaire (4A/m²), de la température de solution relativement basse (55°C), et de son excellent rendement (95% environ). L'électrolyse au chrome implique un procédé très « salissant » (bouillonnement de la solution, projections), et le rendement de la réaction est médiocre. Quant à l'électrolyse au cuivre, elle est comparable au nickel en terme de procédé et de résultat, mais nécessite l'emploi d'une solution beaucoup plus chère.

Le procédé d'électrolyse consiste en un transfert d'électrons entre deux électrodes (l'anode et la cathode) trempées dans une solution contenant des ions métalliques, permettant de couvrir l'une des électrodes de métal tout en attaquant l'autre. L'inconvénient principal de cette méthode est que les électrodes doivent être conductrices et donc il est impossible de métalliser un matériau isolant sans au préalable l'avoir recouvert d'une couche d'accroche afin que l'électrolyse prenne. Ci dessous figure sous forme de schéma le mécanisme de métallisation :



Figure A6 : Métallisation par électrolyse

Grâce à la métallisation par électrolyse, on peut réaliser des couches uniformes de métal. Cidessous figurent les résultats obtenus lors du dépôt effectué sur les boucles mentionnées plus haut.



15 Minutes	0,5415 grammes	5,5 μm	
30 Minutes	0,983 grammes	10,1 µm	
45 Minutes	1,5027 grammes	15,4 μm	
60 Minutes	2,1228 grammes	21,7 µm	

Données : masse volumique du Nickel = $8,89 \text{ g.cm}^{-3}$

aire de la plaque recouverte de Nickel = 110cm^2

Remarque : dépôt moyen = $0,341 \,\mu$ m/mn

A.2.2.3 Le marouflage (feuilles de cuivre)

Inspiré de la technique utilisée par les encadreurs, le « collage » de feuilles de cuivre très fines grâce à une mixtion spéciale a également donné de très bons résultats. Cette méthode permet en outre de réaliser la couche d'amorce nécessaire au dépôt chimique ou électrolytique, mais elle présente l'inconvénient majeur d'être difficile à mettre en œuvre étant donnée la finesse des feuilles de cuivre utilisées. L'épaisseur des feuilles utilisées pour réaliser ce dépôt a été évaluée à environ 5µm.

A.3 Résultats de Mesure de Champs

Les résultats de mesure sont très intéressants, on constate une diminution significative sur une grande partie au spectre de mesure.



Figure A7 : Comparaison rayonnement avec et sans blindage au plus près.

Cette méthode de réduction peut se révéler très intéressante dans des applications où le poids est un problème majeur.

ANNEXE 2

B.1 RAPPELS SUR LES SERIES DE FOURIER

B.1.1 Situation du problème

Il s'impose à ce stade de mettre en place précisément les bases mathématiques de la décomposition en série de Fourier d'une fonction périodique, afin de pouvoir établir explicitement la loi de décroissance de l'amplitude de ses harmoniques élevées.

Le problème est, à partir d'un signal temporel u(t) de période T, de dire dans quelle mesure il peut s'écrire comme combinaison linéaire de signaux sinusoïdaux. (et avec quels coefficients ...)

On cherche à approcher u par une combinaison de signaux du type

$$\rho_n \cos(\omega nt + \phi_n) = \rho_n \cos \phi_n \cos \omega nt - \rho_n \sin \phi_n \sin \omega nt = a_n \cos \omega nt + b_n \sin \omega nt \\ = a_n \frac{e^{i\omega nt} + e^{-i\omega nt}}{2} + b_n \frac{e^{i\omega nt} - e^{-i\omega nt}}{2i} = c_n e^{i\omega nt} + c_{-n} e^{-i\omega nt}$$

Tout le problème est donc d'approcher au mieux u(t) avec des combinaisons linéaires à coefficients complexes de fonctions exponentielles complexes du type

$$\mathbf{e}_{n}(t) = e^{i\omega nt}$$

avec un indice n variant sur des valeurs positives et négatives. Les coefficients intervenant sont du même ordre de grandeur dans ces trois représentations, et il suffit de donner la loi de décroissance des coefficients complexes pour décrire la loi de décroissance des amplitudes des harmoniques. Il est à noter tout de même qu'un facteur 2 intervient entre le spectre complexe $(a_n + b_n)$ et le spectre réel (c_n) .

Ceci justifie les deux notations suivantes : la valeur moyenne sur la durée d'une période T d'un signal temporel u(t) sera notée

$$\frac{1}{T}\int u(t)dt$$

sans plus de précision, puisque cette valeur ne dépend pas de l'intervalle choisi pour la calculer, et les sommations sur un entier n seront par défaut de moins l'infini à plus l'infini.

L'erreur commise par l'approximation par des sinusoïdes en quelques valeurs ponctuelles n'est pas très importante, ce qui compte est de rester près des échanges d'énergie décrits par u; c'est pourquoi on choisira de "mesurer" une fonction u par sa moyenne d'ordre 2 définie par la formule

$$\|u\|^2 = rac{1}{T}\int |u(t)|^2 dt$$

qu'on appellera norme de u. L'idée est que si I(t) est une "erreur d'approximation" qui circule dans le circuit et pas dans l'approximation théorique qu'on en fait, elle doit véhiculer peu de puissance. Par exemple, si elle débite dans une résistance R, elle doit minimiser l'intégrale qui donne l'énergie dissipée sur une période et qui vaut à un facteur près le carré de sa norme



Figure B1 :

$$\int i(t) \times Ri(t) dt = \int Ri^2(t) dt = RT \|i\|^2$$



Figure B2 : Exemple où u est différent de v (son approximation par combinaison linéaire de sinus) sans conséquence sur l'égalité des énergies :

B.1.2 Un peu de géométrie

L'espace des signaux de période T et d'énergie finie est muni par les mathématiciens d'une structure semblable à celle de l'espace euclidien utilisé par les mécaniciens. Toute fonction est interprétée comme un vecteur, et il lui est associé une norme, définie comme (la racine carrée de) son énergie par la formule du paragraphe précédent.

Le parallèle avec la formule de Pythagore usuelle

$$(\vec{u}, \vec{u}) = x_1^2 + x_2^2 + x_3^2$$

dans l'espace muni d'un repère orthonormé

$$(ec{e}_1,ec{e}_2,ec{e}_3)$$

amène à définir de la même façon que le produit scalaire

$$(\vec{u},\vec{u}') = x_1 x_1' + x_2 x_2' + x_3 x_3'$$

un produit scalaire entre signaux

$$(u,u')=rac{1}{T}\int u(t)\overline{u'(t)}dt$$

Ce produit est un scalaire, à savoir un nombre complexe indépendant du temps qui vérifie les mêmes propriétés que le produit scalaire usuel: Par exemple, il est linéaire et symétrique en u et u'. L'ajout de la conjugaison sert à avoir une énergie réelle positive même si u est un signal complexe.

On dira que deux signaux sont orthogonaux si leur produit scalaire est nul, par analogie avec le cas des vecteurs.

On constate en effectuant le calcul suivant :

$$(\mathbf{e}_n, \mathbf{e}_m) = \frac{1}{T} \int e^{i\omega nt} \overline{e^{i\omega mt}} dt$$
$$= \frac{1}{T} \int e^{i\omega(n-m)t} dt$$
$$= \begin{cases} 1 & \text{si } n = m \\ 0 & \text{si } n \neq m \end{cases}$$

que les signaux que nous cherchons à utiliser forment une base orthonormée.





Figure B.3 : Décomposition d'un signal u en signaux sinusoïdaux.

On voudrait trouver la meilleure approximation d'un signal donné u par une combinaison linéaire de ces signaux. Comment s'effectuerait ce calcul dans l'espace usuel ? Imaginons que nous disposions d'un vecteur u, et que nous souhaitions approcher ce vecteur par une combinaison linéaire des deux premiers vecteurs de base.

Soit v la projection orthogonale de u sur le plan engendré par ces deux vecteurs. Ses coefficients sont donnés par

$$egin{aligned} ec{v} &= x_1ec{e}_1 + x_2ec{e}_2 \ x_1 &= (ec{u}, ec{e}_1) \ x_2 &= (ec{u}, ec{e}_2) \end{aligned}$$

On sait en écrivant le théorème de Pythagore dans l'espace pour le parallélépipède rectangle de cotés

$$(x_1\vec{e_1}, x_2\vec{e_2}, \vec{v} - \vec{u})$$

que

$$||u||^{2} = ||\vec{v} - \vec{u}||^{2} + x_{1}^{2} + x_{2}^{2}$$
$$\geq x_{1}^{2} + x_{2}^{2} = ||\vec{v}||^{2}$$

Les deux derniers termes représentent (le carré de) la norme de l'approximation v. Il est à remarquer que cette norme est inférieure à celle de u.



Figure B4 : Un signal u et son approximation par une somme de sinusoïdes.

B.2 RESULTATS THEORIQUES

De façon tout à fait analogue, on obtient explicitement la meilleure approximation v d'un signal u par des sinusoïdes. Ses coefficients sont donnés par des produits scalaires avec les signaux sinusoïdaux de référence, et son énergie est la somme des carrés (des modules) de ses coefficients.

$$v(t) = \sum c_n e_n(t)$$
$$c_n = (u, e_n) = \frac{1}{T} \int u(t) e^{-i\omega nt} dt$$
$$||v||^2 = \sum |c_n|^2 \le ||u||^2$$

En particulier, la dernière égalité nous rappelle que l'énergie de v est la somme de celles de ses harmoniques.

Comme cette énergie reste finie, les coefficients tendent forcément vers 0 à l'infini.

On reconnaît bien sûr le développement usuel d'une fonction en série de Fourier, à ceci près qu'on note usuellement la série

$$\frac{a_0}{2} + \sum a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t$$
$$\begin{cases} a_n = \frac{2}{T} \int u(t) \cos n\omega t dt & \text{pour } n \ge 0\\ b_n = \frac{2}{T} \int u(t) \sin n\omega t dt & \text{pour } n > 0 \end{cases}$$

Il est beaucoup plus délicat de savoir si l'égalité a lieu entre u et son approximation v. Nous supposerons toujours que c'est le cas, comme nous y autorise un résultat de Dirichlet, sous réserve que le graphe de u(t) admette une pente à gauche et à droite en chaque instant (même s'il n'est pas nécessairement continu).



Figure B5 : Exemples de signaux ayant des pertes.

De toutes façons, un résultat beaucoup plus fondamental pour nous assure que pour tout signal d'énergie finie, la somme de sa série de Fourier est un signal de même énergie, même s'il peut avoir une allure assez différente de celle du signal de départ (figure B5).

Ceci dit, il est important de comprendre que c'est la dérivabilité qui donne un bon comportement de la série de Fourier de u : la condition de Dirichlet, les pentes à droite et à gauche, exige en quelque sorte la dérivabilité plus que la continuité. Concrètement, il est rassurant que les mathématiciens autorisent des calculs théoriques sur le signal en créneau qui est discontinu mais presque dérivable...

B.2.1 Propriétés permettant les calculs

B.2.1.1 Linéarité

Une première remarque utile est que chaque coefficient dépend linéairement du signal de départ. Il sera fréquemment utile de s'en souvenir pour décomposer un signal en signaux dont les harmoniques sont connus.

Il suffit pour s'en convaincre de regarder la façon dont chacun des termes de la série se comporte. On se donne deux signaux u et v dont les spectres sont connus, et on cherche à trouver le spectre d'une combinaison linéaire de u et v.

$$egin{aligned} u(t) &= \sum c_n(u) \, \mathrm{e}_n(t) \ v(t) &= \sum c_n(v) \, \mathrm{e}_n(t) \ \lambda u(t) + \mu v(t) &= \lambda \sum c_n(u) e_n(t) + \mu \sum c_n(v) e_n(t) = \sum (\lambda c_n(u) + \mu c_n(v)) e_n(t) \ c_n(\lambda u + \mu v) &= \lambda c_n(u) + \mu c_n(v) \end{aligned}$$

La combinaison linéaire des deux signaux u et v a un spectre qui est la combinaison linéaire correspondante des spectres de u et de v.

B.2.1.2 Déphasage

Lorsqu'on avance un signal d'un certain déphasage, le spectre ne change pas d'amplitude ; les harmoniques sont multipliés par un coefficient de module 1.

De la même façon, il suffit d'observer la façon dont chaque terme de la série se comporte pour trouver le spectre du signal déphasé d'un temps α :

$$u(t) = \sum c_n(u)e_n(t)$$
$$u(t+\alpha) = \sum c_n(u)e^{i\omega n(t+\alpha)} = \sum e^{i\omega n\alpha}c_n(u)e^{i\omega nt}$$
$$c_n(u(t+\alpha)) = e^{i\omega n\alpha}c_n(u)$$

On utilisera souvent cette propriété pour choisir une origine des temps plus pratique pour le calcul ; cela donnera tout de même le comportement de l'amplitude du spectre.

B.2.1.3 Dérivation

De la même façon, on dispose d'une formule pratique pour traduire le fait qu'on dérive le signal :

$$u(t) = \sum c_n(u)e_n(t)$$
 $u'(t) = \sum c_n(u)(e^{i\omega nt})' = \sum (i\omega n)c_n(u)e^{i\omega nt}$ $c_n(u') = (i\omega n)c_n(u)$

ANNEXE 3

C.1 LOGICIEL D'AIDE A LA CONCEPTION M.C.D.C.

Le but de ce logiciel est de permettre que n'importe quel électronicien de puissance puisse, sans connaissance particulière en Bureautique, construire très rapidement n'importe quelle courbe et puisse en tirer tout aussi rapidement les informations signal nécessaire à une conception M.C.D.C.. Après une étude auprès du public auquel s'adresse ce logiciel ainsi que sur les fonctionnalités qu'il doit posséder, nous en avons déduit les priorités suivantes. Ce logiciel devra :

- Ne demander que le minimum de pré-requis Bureautique.
- Etre le plus standard possible.
- Permettre de <u>créer facilement</u> n'importe quel <u>signal</u> de l'électronique de puissance.
- Faire gagner du temps lors de la conception de nouvelles formes.
- Permettre des corrections rapides.
- Donner <u>facilement accès aux grandeurs importantes</u> (max, min, intégrale...).
- Permettre l'<u>insertion</u> aisée d'éléments parasites.
- Donner le maximum <u>d'informations sur la dérivée</u> d'une forme d'onde.
- Permettre le <u>raccordement optimisé</u> lors de transitions.
- Donner la transformée de fourier rapidement et précisément.
- Etre convivial.
- Avoir une structure <u>modulaire facilement modifiable</u> lui donnant une grande évolutivité.

C.1.1 Un Logiciel Standard

Nous voulions que notre logiciel soit le plus facile d'accès possible, la facilité d'accès à un logiciel étant intiment liée à un aspect culturel. On peut être contre l'hégémonie de l'entreprise Microsoft, on ne peut cependant nier le fait que leurs produits sont devenus des standards. C'est donc pour une raison de standardisation que nous avons choisi de développer une application de type Windows. Ayant besoin d'effectuer de lourds calculs, il nous fallait

un langage peu "encapsulé". Deux langages étaient compatibles avec nos ambitions, le C et le C++. Notre choix s'orienta rapidement vers le C++ car beaucoup plus performant grâce à la librairie MFC et surtout orienté objet.

C.1.2 Une Présentation Standard

Une fenêtre (mère) Windows classique dans laquelle s'exécute une fenêtre (fille) de travail dès le lancement de M.C.D.C.



Figure C.1 : Fenêtre de lancement

Dans cette fenêtre (mère) nous retrouvons toutes les fonctions standards. En haut à gauche la barre de menu (figure C2). Cette barre donne accès à cinq menus déroulant et une boîte d'information. Les menus fichier, édition, affichage sont standards.





Figure C.2 : Barre de menus et Menu déroulant fichier

Les commandes grisées sont non accessibles. La figure C3a présente la liste des options. Grandeurs du repère donnent accès au dimensionnement de la fenêtre de travail unité (U, I, U/S, I/S, S...) ainsi qu'aux valeurs maximum et minimum. Nous reviendrons plus loin dans ce chapitre sur les menus liste des modèles et liste des fonctions.

Option:	Affichage Fagère
Gran	deurs du repère
Liste	des modèles
Liste	dea fonctions

C3a

C3b

e de Founer (FFT

Figures C3a et C3b : Menus déroulant Option et Fichier

Le menu déroulant fenêtre, figure C3b, permet, en plus de ces fonctions classiques (cascades, mosaïque...), de créer une nouvelle fenêtre de travail (nouvelle vue fonction), de créer une vue de la dérivée de la fonction sélectionnée, de calculer la transformée de Fourier de la fonction sélectionnée et enfin de redimensionner automatiquement les bornes maximum et minimum en abscisse et en ordonnée de la fenêtre de travail.

Sous la barre de menu, nous retrouvons la barre d'icônes (Figure C4). Les trois premières icônes de cette barre sont de gauche à droite, l'ouverture d'une fenêtre de travail, l'ouverture de dossier, la sauvegarde (nous reviendrons plus loin dans ce chapitre sur les formats de sauvegarde). Les trois derniers icônes de cette barre sont les raccourcis permettant d'accéder respectivement à la liste des modèles, à une nouvelle fenêtre représentant la transformée de Fourier (de la dernière fenêtre sélectionnée) et enfin au redimensionnement automatique.

Figure C4 : Les icônes (raccourcis)

En haut à droite de la fenêtre mère on retrouve les icônes de taille liées à la fenêtre, respectivement de gauche à droite, minimisation, agrandissement, fermeture. En bas à droite de la fenêtre mère trois compteurs indiquent en temps "réel" la position du curseur en x et en y ainsi que la valeur de l'intégrale de la courbe. La figure C5 donne l'exemple de l'affichage de différentes coordonnées pour deux positions du curseur.



Figure C5 : Coordonnées du curseur

C.1.3 Création de courbe

Les figures C6a à C6h décrivent la construction d'une courbe composée de segments.





La création commence toujours par le choix d'un point de départ (figure C6a). Une fois le premier point choisi grâce aux coordonnées numériques ou aux quadrillages, il suffit alors de cliquer sur le bouton gauche de la souris pour fixer ce point. Le premier point étant fixé, le curseur est alors lié à un fil élastique (figure C6b). Le second point ne peut-être choisi que de

coordonnée supérieure en abscisse, car la courbe décrite est une fonction (pour un x il ne peut donc y avoir qu'un y au maximum). Une courbe se construit donc de gauche à droite. Une fois le deuxième point choisi cliquer sur le bouton gauche pour le fixer (figure C6c) ; et ainsi de suite, en quelques secondes on obtient une courbe définie par morceaux qui aurait nécessité plusieurs dizaines de minutes à mettre en forme sous n'importe quel logiciel mathématique.

C.1.4 Modification de courbe par capture

Les figures C6a à C7d nous présentent l'un des moyens de modifier les coordonnées d'un point de la courbe. Il suffit de venir avec le curseur sur le point que l'on désire déplacer : lorsque le curseur s'approche suffisamment du point choisi, ce dernier change de couleur et devient rouge (figure C7a). Il suffit alors d'appuyer sur le bouton gauche en le maintenant enfoncé. Le point suit alors tous les mouvements de la souris dans la limite de la zone délimitée par les abscisses du point précédent et du point suivant (la courbe doit rester une fonction). Lorsque le bouton droit est relâché le point est à nouveau fixé.



Figures C7a à C7d





Figures C8a à C8d

Les figures C8a à C8d donnent l'autre façon de modifier les coordonnées d'un point. Il faut tout d'abord l'activer en rapprochant le curseur. Une fois qu'il est devenu rouge il suffit de cliquer sur le bouton droit, une boîte de dialogue (figure C8a) apparaît alors, indiquant les coordonnées numériques exactes du point. Pour échanger ces coordonnées, il suffit de modifier leur valeur directement par saisie numérique (figure C8b et C8c). Une fois ces valeurs modifiées, il suffit de valider (bouton OK) pour retourner à la fenêtre de travail (figure C8d).

C.1.6 Insertion de modèle élémentaire

L'une des notions les plus importantes dans ce logiciel est la notion d'objet. Les prochains paragraphes vont montrer l'intérêt de cette notion. Les figures C9a à C9d présentent la procédure de changement de forme d'un tronçon. Comme vous avez pu le constater sur les courbes dessinées auparavant dans ce chapitre, la brique de base de chaque tronçon est formée d'un point et d'un segment de droite. En réalité, il s'agit d'un segment de droite car c'est le modèle de base choisi dans notre application de saisie. La figure C9a montre la sélection du modèle. Pour ceci il suffit d'approcher le curseur du tronçon. Dés qu'il devient rouge cela signifie qu'il est sélectionnable. Une fois sélectionnée par un clic sur le bouton droit, une fenêtre de dialogue est ouverte (figure C9b) indiquant la fonction en cours, ici il s'agit d'une droite partant du dernier point avec un coefficient directeur de 0. Tous ces modèles sont en coordonnées relatives par rapport au premier point de la courbe. On a donc un objet tronçon

défini par son point de départ qui le situe dans le repère global, et son modèle mathématique défini dans un repère local. Par un simple clic sur le modèle sinus dans la boîte de dialogue (figure C9c) et une validation on a changé le modèle mathématique du tronçon (figure C9d). La fenêtre modèle possède deux parties graphiques, l'une pour le modèle sélectionné l'autre pour sa dérivée. La fonction est visualisée sur l'intervalle compris entre le dernier point et le suivant ; ce temps est indiqué en haut à gauche dans la fenêtre "aperçu sur". La fenêtre en bas à droite donne la liste des modèles disponibles. En haut à droite s'affiche la formule du modèle ainsi que les variables accessibles.





Les figures C10a à C10f donnent les formules des modèles de base.



Figures C10a à C10d

C.1.7 Insertion de modèle composé

La figure C11a nous montre que la capture par la souris s'applique à n'importe quel type de tronçons. Les figures C11a à C11k nous montrent comment créer un modèle composé. La figure C11a nous présente la boîte de dialogue qui s'ouvre lorsque l'utilisateur clique sur le bouton droit à l'intérieur de la zone des modèles. Cette boîte de dialogue donne les options applicables au modèle. La première de ces options est l'option "modifiable" cette option permet de protéger un modèle que vous avez créé en le rendant non modifiable ; une petite clé indique qu'il est protégé. La seconde de ces options est la création du modèle dérivé. Nous verrons un peu plus loin dans ce chapitre la fonction de l'option "inverser les opérandes". La fonction "dupliquer" crée le même modèle que celui sélectionné. La fonction "supprimer" le détruit. Et enfin la fonction "nouveau" crée un modèle sans opérandes et sans opérateur (figure C11b). Les figures C11c à C11i montrent comment l'on crée un modèle complexe dans un modèle vide. Les figures C11c à C11e montrent comment sélectionner un modèle (bouton gauche maintenu appuyé) et le faire glisser dans un autre. Dès que l'on apporte un modèle supplémentaire dans le nouveau modèle, son opérateur par défaut devient l'addition figure C11f. La figure C11g montre la modification des paramètres de l'exponentielle, permettant de créer une exponentielle décroissante ayant un to de 0,1 seconde. La figure C11h montre la modification des paramètres du modèle sinus, pour que sa fréquence soit égale à 10 hertz. La figure C11i montre le nouveau modèle obtenu par multiplication du modèle exponentiel et du modèle sinus. Ce nouveau modèle a été obtenu en cliquant sur le bouton

droit au niveau de la racine, ce qui a permis d'avoir accès aux options de ce modèle. On peut vérifier que par défaut l'opérateur est l'addition sur la figure C11h. La figure C11j montre le nouveau modèle obtenu lorsque l'on revient sur la fenêtre de travail.



192



Les figures C12a à C12e montrent l'intérêt d'un tel outil pour l'identification des phénomènes parasites en électronique de puissance. La figure C12a nous présente une courbe théorique sur laquelle dans la pratique vient se greffer un phénomène oscillatoire amorti. Il est alors très facile de reconstruire cette oscillation amortie (figure C12c à C12d) en faisant varier les paramètres des sous fonctions jusqu'à retrouver une bonne approximation du dessin de la forme d'onde réelle, ceci permettant d'identifier plus facilement les causes de cette oscillation.





C.1.8 Insertion de modèle complexe

Les figures C13a à C13d montrent la facilité de création d'un modèle complexe tel que la modulation de fréquence. Pour obtenir une formule du type sin(sin(ax)+bx) il suffit de créer un nouveau modèle, de lui insérer l'opérande sinus (figure C13b), de venir glisser sur ce sinus un nouveau sinus et une droite (figure C13c), ajuster les coefficients pour obtenir la figure C13d. Toutes ces phases se déroulent en voyant les fonctions et leurs dérivées varier en temps réel dans la fenêtre d'aperçu.



La souplesse de la programmation objet permet d'enrichir la bibliothèque des modèles à l'infini. Un modèle très utilisé en électronique est le comparateur : on compare une forme à une autre et selon le signe de cette comparaison le résultat est porté à une valeur prédéfinie. La fonction comparaison a donc pour formule (figure C14k) si x < a alors f(x)=b sinon f(x)=c, a b c sont des grandeurs modifiables. On peut comparer une courbe à une valeur comme le représentent les figures C14a à C14f. Les figures C14d à C14f montrent la facilité de modifications des arborescences de modèle, ceci permettant d'essayer de nombreuses variantes d'un problème très rapidement. Les figures C14g à C14g présente trois courbes : un sinus de fréquence 1Hz (la figure C14j donne sa formule) un sinus de fréquence 10 hertz (la figure C14j donne sa formule), et la comparaison (la figure C14k donne sa formule). Pour arriver à ce résultat il suffit de faire glisser les deux modèle sinus sous le modèle comparaison et de choisir l'opérateur soustraction (figure C14h).



Figures C14a à C14k

C.1.9 Combinaison de fonction

Le concept objet avec ces opérandes et ces opérateurs s'applique aussi aux fonctions. Ainsi la multiplication de deux fonctions crée une nouvelle fonction qui pour chaque tronçon a une arborescence propre. Par exemple l'arborescence (figure C15c) est le modèle de la partie transitoire de la multiplication de deux fonctions créneaux décalées (figure C15a etC15b). Il est ainsi possible de faire varier n'importe quel élément de l'arborescence car elle est maintenant un objet à part entière.



C.1.10 La dérivation

La dérivation est un des concepts fondamentaux de M.C.D.C.. La construction de la dérivée est une construction objet : on a un objet de base qui possède des règles de dérivations qui va, par ces règles créer un nouvel objet, qui est un objet à part entière qui a ses propres attributs et sa propre fonction dérivée. La figure C16a montre en cascade un sinus, sa dérivée et la dérivée seconde. On retrouve figure C16b la boîte de dialogue de la fonction sinus, figure C16c la boîte de dialogue de la dérivée première ainsi créée et enfin la boîte de dialogue de la dérivée seconde figure C16d. On constate que les modèles sont indépendants les uns des autres, le mécanisme de dérivation crée le modèle lié à sa formule de dérivation et calcule ses attributs.



Figures C16a à C16d

C.1.11 Le modèle de raccordement par polynôme

Un des autres aspects importants de la MCDC est la possibilité d'améliorer les transitions en vue de diminuer de façon significative les harmoniques hautes fréquences. Les figures C17a à C17d montrent quelques modèles rendant les dérivées continues. Le degré de dérivabilité est indiqué par l'utilisateur par la saisie du paramètre a.



Figures C17a à C17d
Les figures C18a a C18d montrent comme il est facile de créer des transitions optimisées. Pour n'importe quel intervalle de temps, nous voyons sur ces figures que grâce à un changement de variables, il est possible de faire des transitions descendantes comme montantes de n'importe quelle durée.



Figures C18a à C18d

La figure C19 montre une des applications intéressantes pour l'électronique de puissance : la comparaison de la puissance dissipée par une commutation trapèze et une commutation optimisée jusqu'à la dérivée seconde. On observe une consommation beaucoup moins importante de puissance.







C.1.12 L'intégration dynamique

Les figures C20a à C20d présentent la fonction intégrale "temps réel". Nous voyons que dès que le deuxième point est posé, le compteur d'intégration (bas à droite) indique la surface sous la courbe. Le calcul est très rapide car l'objet fonction possède la formule de son intégrale construite à partir de sa formule, cependant certaines formules ne sont pas intégrables analytiquement. Pour ces tronçons l'intégration se fait alors numériquement. Cette intégration analytique est un des avantages très importants apportés par la structure objets. Sur cet exemple le gain en temps (division par cent en moyenne) d'une telle structure n'est pas mis en valeur, car il n'y a qu'un tronçon à calculer, mais pour une transformée de fourier où le temps de calcul est très important cette méthode révèle tout son intérêt.







Figures C21a à C21d

Les figures C21a à C21d présentent la fonction zoom. Le zoom fonctionne sur n'importe quelle vue. Le principe en est très simple lorsque rien n'est sélectionné (ni point, ni modèle) : il suffit d'appuyer sur le bouton droit et de le maintenir en bougeant la souris, ces actions créent alors un rectangle qui indique la fenêtre de zoom (figure C20a) : lorsque le bouton droit est relâché le zoom s'effectue (figure C20b). L'opération peut être répétée à l'intérieur d'un zoom (figure C20c et C20d). Pour ressortir du zoom il suffit de cliquer sur le bouton droit dans la fenêtre de travail en ne sélectionnant rien.

C.1.14 L'affichage dynamique

Les figures C22a et C22b montrent comment la modification d'un point agit sur la courbe. Lors du déplacement de n'importe quel point de la fonction tous les points affichés sont recalculés.



Figures C22a à C22b

C.1.15 Le redimensionnement optimisé du repère

Cette fonction est essentielle lors de la modification des modèles, ces derniers pouvant alors sortir des limites de la vue. Les figures C23a et C23b présentent cette fonction. Il y a deux possibilités d'accès à cette fonction : le raccourci (dernier icône sur la droite sous la barre de menu) ou dans le menu fenêtre grâce à la fonction "réajuster le repère".



Figures C23a à C23b



C.1.16 La répétition temporelle de motifs



La répétition de motifs est une fonction très pratique en électronique de puissance, pour la modulation de fréquence par exemple. Les figures C24a à C24f montrent comme il est facile de créer un signal trapézoïdal par duplication. La figure C24a présente le modèle à dupliquer. Pour pouvoir dupliquer le modèle courant, il est nécessaire d'aller dans le menu options et de choisir la liste des fonctions. La figure C24b montre la fenêtre de dialogue qui s'ouvre alors. Il suffit alors de cliquer avec le bouton droit dans la zone d'affichage des fonctions, une boîte de dialogue apparaît. Il faut alors sélectionner dupliquer (figure C24c). Une nouvelle boîte de dialogue apparaît (figure C24d). La figure C24e présente le modèle dupliqué deux fois. Par une simple validation on retourne à la fenêtre de travail.

C.1.17 La sauvegarde



Figure C25 : Mode de sauvegarde.

Ce logiciel propose deux modes de sauvegarde. Le premier est une sauvegarde par fonction. Le second est une sauvegarde par fichier de points. La démarche de sauvegarde est très simple, il suffit de venir cliquer sur la disquette ou de rentrer dans le menu fichier et de choisir la fonction "Enregistrer". La figure C25b nous montre la fenêtre standard de sauvegarde dans laquelle nous avons la possibilité de choisir deux types de sauvegarde différents. Si l'utilisateur choisit le type fonction alors il n'a plus qu'à cliquer sur enregistrer pour finir cette sauvegarde. Si l'utilisateur choisit la sauvegarde par fichier de points, une nouvelle fenêtre de dialogue s'affiche alors figure C25, cette fenêtre lui propose de choisir le nombre de points à sauvegarder une fois ce nombre choisi et l'opération valider la sauvegarde est finie. Ces fichiers de fonction pourront être ouverts à n'importe quel moment dans ce logiciel. Les fichiers de points servent à échanger des données avec des logiciels du type matlab.

C.2 CONCLUSION

A l'heure actuelle, tous les objectifs de ce travail ont été atteints, sauf le calcul et la visualisation de la transformée de Fourier. Ce dernier problème devrait être rapidement réglé. Nous avons pu faire tester ce logiciel par de futurs utilisateurs, les premiers retours d'information dépassent nos espérances. La modularité, la simplicité, la rapidité les ont tout de suite séduit. Le bilan de ce travail est donc très positif, d'un point de vue technique bien sûr, mais aussi et surtout d'un point de vue personnel. Mener un projet informatique de l'analyse de la demande à la finalisation technique est une expérience très enrichissante.

BIBLIOGRAPHIE

ł

[1] E.M.C. Conformity in Europe. March/April 1994. PCIM Europe, pp 80-85.

[2] E.M.C. World, The newsletter from Schaffner, June 1995, pp 4-5.

[3] Publication 16 du CISPR – Spécification du CISPR pour les appareils et les méthodes de mesure des perturbations radioélectriques. 1987.

[4] NF 55-014 – Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des appareils électrodomestiques, des outils portatifs et des appareils électriques similaires, relatives aux perturbations électromagnétiques.

[5] NF 55-022 - Limites et méthodes de mesure des caractéristiques des appareils de traitement de l'information relatives aux perturbations radioélectriques.

[6] NF 55-011 - Limites et méthodes de mesure des caractéristiques de perturbations radioélectriques des appareils industriels, scientifiques, et médicaux (ISM) à fréquence radioélectrique.

[7] FICHEUX (S.), PODEVIGNE (E.), RAKOUTH (H.) - Etat de la réglementation et de la

normalisation en matière de compatibilité électromagnétique des systèmes électroniques automobiles. 6^{ème} Colloque International et Exposition sur la C.E.M. 1992, Lyon, France.

[8] BENITEZ (H.) – European Union EMC Directive : The New World of Product Family Standards. International Sypmosium on Electromagnetic Compatibility, pp 1-7. August 1997, Texas, USA.

[9] CLEMENTS (V.C.) – Meeting the Product Safety Requirements for CE Marking in the European Union. International Sypmosium on Electromagnetic Compatibility, pp 8-13. August 1997, Texas, USA.

[10] MARDIGUIAN (M.) – For a Better Consistency between EMC Tests. International Sypmosium on Electromagnetic Compatibility, pp 370-373. August 1997, Texas, USA.

[11] CHAUVET (F.) – *Compatibilité Electromagnétique*. Techniques de l'ingénieur, traités génie électrique et électronique. D1990-E3750.

[12] CHAROY (A.) – La compatibilité électromagnétique. Cahiers techniques Merlin Gérin, n° 120.
[13] WESTON (D.A.) – Electromagnetic compatibility, principles and applications. 1991. Marcel Dekker.

[14] IANOVICI (J.J.M.) – Compatibilité électromagnétique. 1983. Ecole Polytechniques Fédérales de Lausanne et de Zurich. Presses Polytechniques Romandes.

[15] CHAMPIOT (G.G.) – Les perturbations électriques et électromagnétiques. 1992. DOPEE 85.
 DOPEE Diffusion.

[16] COSTA (F.) – Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques hautes fréquence. Avril 1992. Thèse de doctorat de l'Université d'Orsay Paris-Sud,

Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique, Ecole Normale Supérieure de Cachan.

[17] LAFFONT (S.), LAVIEVILLE (P.) – Perturbations électromagnétique de convertisseurs statiques. 1988. Congrès EPF "Electronique de Puissance du Futur", pp 1-6, Bordeaux.

[18] LABOURE (E.) – Etude des perturbations dans un convertisseur industriel. Juin 1991. Rapport de DEA de l'Université de Paris VI.

[19] ROUDET (J.) – Analyse et comparaison des divers modes de conversion statique cc-cc : mode de commutation et sûreté de fonctionnement, performances C.E.M.. Novembre 1990. Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble.

[20] HEITZMAN (L-C). – Protection contre les perturbations électromagnétiques. Techniques de l'Ingénieur, traité d'électronique, E1540.

[21] LAFORE (D.) – Déparasitage à la source des convertisseurs de puissance. Février 1986. Revue Générale de l'Electricité, RGE n°2/86, pp 23-28.

[22] PERIER (L.) – La réduction des perturbations électromagnétiques. Octobre 1989. Revue
 Générale de l'Electricité, RGE n°35/94, pp 16-25.

[23] HEITZMAN (L-C.) – *Filtres antiparasites*. Techniques de l'ingénieur, traité génie d'électronique, E3580.

[24] CHAROY (A.) – Parasites et perturbations des électroniques. 1992. Collection Dunod Tech, Dunod.

[25] BILDSTEIN (P.) – Fonctions de transfert des filtres électriques. Techniques de l'ingénieur, E3110, E3111.

[26] COSTA (F.) – Compatibilité Electromagnétique dans les convertisseurs statiques haute

fréquence. Habilitation à diriger des recherches en sciences, Université Paris XI, 1998.

[27] MARDIGUIAN (M.) - Manuel Pratique de la C.E.M.. Octobre 1992. Edition Prâna.

[28] SCHANEN (J-L.), ROUDET (J.), MERIENNE (F.) – Common Mode Current Prediction in Power Electronics Convertors. IEEE ICEAA'95.

[29] CHAROY (A.) – Parasites et perturbations des électroniques : terres, masses, câblages. Paris, 1992, Dunod.

[30] CHAROY (A.) – Parasites et perturbations des électroniques : blindages, filtres, câbles blindés. Paris, 1992, Dunod.

[31] DEGAUQUE (P.) et HAMELIN (J.) - *Compatibilité électromagnétique, bruits et perturbations radioélectriques.* Collection Technique et Scientifique des Télécommunications. 1990 Dunod.

[32] PAUL (C.R.) – Introduction to electromagnetic compatibility. 1992. Wiley Interscience. John Wiley & Sons.

[33] WHITE (D.R.J.) - Electromagnetic Interference and Compatibility. 1985. Volume 1. DWCI.

[34] PUZO (A.) – Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseurs H.F..

Juin 1992. Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon.

[35] LU (B.) – Contribution à l'étude du rayonnement électromagnétique proche des circuits en électronique de puissance. Mai 1990. Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon.

[36] COSTA (F.), PUZO (A.), FOREST (F.), ROJAT (G.) – Etude des perturbations conduites et rayonnées dans une cellule de commutation. Décembre 1993. Journal de Physique III, pp 2221-2248.

[37] COSTA (F.), PUZO (A.), FOREST (F.), ROJAT (G.) – *Influence of the switching mode on conducted and radiated perturbations*. September 1991. 4th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '91 Florence (Italie), vol 4, pp 278-285.

[38] AURIOL (P.), ROJAT (G.), FILLION (P.) – Etude temporelle des perturbations rayonnées par une alimentation sans coupure. 1988. Journée SEE, Electronique de Puissance du Futur, Bordeaux.
[39] DEGAUQUE (P.), HAMELIN (J.) – Compatibilité Electromagnétique Paris, 1990, Dunod.

[40] CHAROY (A.) – Parasites et perturbations des électroniques. Collection Dunod Tech. 1992. Dunod.

[41] L'HARIDON (A.) – Compatibilité électromagnétique dans les sytèmes à forte concentration électronique. Technique de l'ingénieur, traités d'Electronique, E1530.

[42] SHIPMAN (D.) – Quelques aspects de la compatibilité électromagnétique. Novembre 1985.
 Revue Electronque de Puissance n° 12, pp65-67.

[43] BESSON (R.) – La CEM, concepts et composants. Février 1988. Revue TLE n°531, pp 20-25.
[44] MARDIGUIAN (M.) – L'antiparasitage des alimentations à découpage. Revue Electonique de Puissance, n° 13, pp 49-58, n° 14, pp 14-41.

[45] SCHANEN (J-L.) – Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs en électronique de puissance. Janvier 1994. Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble.

[46] MOURIES (G.) – Condensateurs utilisés en électronique de puissance. Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, D3280.

[47] JOUBERT (C.H.), ROJAT (G.), BEROUAL (A.) – Minimisation des inductances propres des condensateurs à film métallisé. Juillet 1995. Journal de Physique III, (5).

[48] JOUBERT (C.H.), LARDELLIER (M.), ROJAT (G.), BEROUAL (A.) – An original decoupling capacitor. Septembre 1995. EPE'95, 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Seville, Espagne.

[49] LABOURE (E.) - Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les alimentations continu-continu isolées. Octobre 1995. Thèse de doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan.
[50] ROUDET (J.) - Intégration de la C.E.M. dans la conception des convertisseurs d'électronique de puissance. Habilitation à diriger des recherches, 1994.

[51] SCHULZE (G.), STOT (H.), LORENZ (L.) – Influence of parasitic effects on the switching and commutation behaviour of fast power semiconductor devices. EPE'89

[52] SCHANEN (J-L). - Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs en électronique de puissance. Thèse de doctorat INPG, 1994.

 [53] REBY (F.), BAUSIERE (R.) – Influence des fonctions de transition du courant sur la diminution des perturbations conduites et rayonnées dans les circuits d'électronique de puissance. PRCR'97, Janvier 1997, Nantes, France. [54] REBY (F.), AMBERG (M.), BAUSIERE (R.) – Reduction of conducted and radiated emissions by rate of rise control in power electronic circuits. EPE'97, September 1997, Trondheim, Norway.
[55] DALMASSO (R), WITOMSKI (P.) – Analyse Fourier et Applications, exercices corrigés, MASSON.

[56] DUVAUT (P.) – Théorie du signal : les signaux déterministes, Ellipses.

[57] BENOIST-GUEUTAL (P.), COMBAGE (M.) – *Mathématiques pour la physique*, Tome 2, Eyrolles.

[58] MURRAY (R.), SPIEGEL (R.) – Analyse de Fourier, SCHAUM.

[59] REINHARD (H.) - Mathématiques du signal, Tome 1, Dunod.

[60] RIVOIRE (M.), FERRIER (J-L) - Cours d'Automatique, Tome 1, EYROLLES, 1992.

[61] METZ (M.), CHERON (Y.), OMS (F.), BENDOUA (S.) – Commutation douce : une façon de réduire les EMI et RFI. Février 1989. Revue Electronique de Puissance, n° 31, pp 38-44.

[62] CONSOLI (A.), MUSUMECI (S.), ORITI (G.), TESTA (A.). – An innovative EMI reduction design technique in power converters. September 1994. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC'94 Rome, pp 459-464.

[63] COLMAUT (J.), CUSSAC (P.), LABAUNE (G.) – Prise en compte de la Compatibilité Electromagnétique lors de la conception d'une alimentation à découpage. 6^{ème} Colloque International et Exposition sur la C.E.M. 1992, Lyon, France.

[64] FERRIEUX (J-P.), FOREST (F.) - Alimentations à decoupage. Convertisseurs à résonance.1994. Collection Technologiques de l'Université à l'Industrie.

[65] ROUDET (J.) – Analyse et comparaison des divers modes de conversion statique DC-DC : modes de commutation et sûreté de fonctionnement CEM. Thèse de doctorat INPG, 1990.

[66] REBY (F.), SOHIER (B.), BAUSIERE (R.), COSTA (F.) – Reduction of radiated and conducted emissions in power electronic circuits by control of current wave form during transition time. 8th International Power Electonics & Motion Control Conference, September 1998, Prague, The Czech Republic.

[67] SARRUS (F.) – Etude de l'influence des éléments de la cellule de commutation sur le comportement dynamique de l'I.G.B.T.. Thèse de doctorat INSA, 1995.

[68] LEFEBVRE (S.), FOREST (F.), COSTA (F.), CHANTE (J.P.) – Optimisation de la commande de l'IGBT utilisé en quasi-résonance. Février 1994. Revue Générale de l'Electricité, RGE n°2/94, pp 23-31.

[69] SOHIER (B.), REBY (F.), COSTA (F.), BAUSIERE (R.), TIAN (S.X.) – Limitations des perturbations haute fréquence générées par les gradateurs. 9^{ème} Colloque et Exposition sur la Compatabilité Electromagnétique, Juin 1998, Brest, France.

[70] REBY (F.), WILMOT (F.), COSTA (F.), BAUSIERE (R.) – Application of the continuous derivative control method on the power M.O.S.. (Soumis) 8th Eurpoean Conference on Power Electronics and Applications, September 1999, Lausanne, Switzerland.

[71] SHENAI (K.) – A Circuit Simultation Model for High-Frequency Power MOSFETS. IEEE Trans on Power Electronics, vol 6, n°3, July 1991.

[72] FARJAH (E.), ROUDET (J.), SCHANEN (J-L.) – Etude comportementale de la commutation d'un transistor MOFSET de puissance. Journal de Physique III, France 4 (1994), pp 2531-2555.

[73] BUDIHARJO (I.), LAURITZEN (P.O.) – *The Lumped-Charge Power MOFSET Model including* parameter extraction. IEEE Transactions on Power Electronics, vol 10, n° 3, May 1995.

[74] GRANT (D.A.), GOWAR (J.) – *Power MOSFETS Theory and Application*. Wiley Interscience, 1989.

[75] GIRARD (M.) - COMPOSANTS ACTIFS DISCRETS, Tome 2, McGRAW-HILL.

[76] REBY (F.), MAUJEAN (B.), ROMBAUT (C.), COSTA (F.) – Réalisation d'un hacheur à interrupteurs bipolaires géré par la méthode de commande à dérivées continues. Electronique de Puissance du Futur, Décembre 1998, Belfort, France.

[77] MASSOL (J.L.), DEBRIE (J.L.), GILLET (P.), KALLALA (M.A.), LETURCQ (P.) – Modèles de composants semi-conducteurs bipolaires pour la CAO en électronique de puissance. Rapport LAAS, n° 94249, 1994.

[78] GILLET (P.) – Modèle distribué de transistor bipolaire pour la CAO des circuits en électronique de puissance. Thèse de doctorant, INPT, 1995.

[79] GIRARD (M.) - COMPOSANTS ACTIFS DISCRETS, Tome 1, McGRAW-HILL.