

Contraintes électromagnétiques des systèmes d'électronique de puissance : Des applications domestiques aux applications industrielles

Jean-Charles Le Bunetel

▶ **To cite this version:**

Jean-Charles Le Bunetel. Contraintes électromagnétiques des systèmes d'électronique de puissance : Des applications domestiques aux applications industrielles. Energie électrique. Université de Tours, 2008. tel-00988544

HAL Id: tel-00988544
https://theses.hal.science/tel-00988544

Submitted on 12 May 2014

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

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

UNIVERSITE FRANÇOIS-RABELAIS
TOURS

Ecole Doctorale : Santé, Sciences, Technologies

Année universitaire : 2007/2008

HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

Discipline : Sciences Pour l'Ingénieur

Présentée et soutenue publiquement

Par :

Jean-Charles LE BUNETEL

Date 17 décembre 2008

Contraintes électromagnétiques des systèmes d'électronique de puissance : Des applications domestiques aux applications industrielles

JURY :

M. Daniel ALQUIER	Professeur à l'Université de TOURS	
Mme Edith CLAVEL	Maître de Conférences HDR à l'Université de GRENOBLE 1	
M. François COSTA	Professeur à l'Université de CRETEIL	Rapporteur
M. David GONZALEZ	Maître de Conférences HDR à l'Université Polytechnique de CATALOGNE	
M. Mohamed MACHMOUM	Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes	Rapporteur
M. Louis Pascal TRAN HUU HUE	Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieur du Val de Loire de BLOIS	Rapporteur

Remerciements

Je remercie vivement Daniel ALQUIER, Professeur à l'Université de Tours, pour la confiance qu'il m'a accordée, pour son soutien et ses encouragements lors de la soutenance de mon Habilitation à Diriger des Recherches.

J'adresse mes plus vifs remerciements à François COSTA, Professeur à l'Université de Créteil, à Mohamed MACHMOUM, Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes, et Louis Pascal TRAN HUU HUE, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieur de Val de Loire de Blois, qui m'ont fait un grand honneur d'accepter d'être rapporteurs de ce mémoire et de participer à ce jury.

J'adresse mes remerciements à Edith CLAVEL, Maître de Conférences HDR de l'Université de Grenoble 1, et à David GONZALEZ, Maître de Conférences HDR de l'Université Polytechnique de Catalogne, d'avoir accepté de participer à ce jury.

Une pensée va à Didier MAGNON, Maître de Conférences HDR à l'Université de Tours qui m'a accueilli et initié dans ce domaine de recherche. J'exprime ma reconnaissance à mon collègue Yves RAINGEAUD, Maître de Conférences à l'Université de Tours, qui m'a rejoint sur cette thématique de recherche.

Je souhaiterai remercier les étudiants doctorants et stagiaires que j'ai eu la chance d'encadrer ces dernières années. En effet, c'est en grande partie leur travail de recherche qui m'a permis de soutenir mon Habilitation à Diriger des Recherches. Je ne citerai pas toutes ces personnes mais je tiens particulièrement à remercier Romain, Ghafour, Stéphane et Djamel avec qui j'ai eu beaucoup de plaisir à travailler.

Merci à l'ensemble des collègues enseignants, enseignant-chercheurs et administratifs du LMP et du département GEII pour l'ambiance sympathique de travail.

SOMMAIRE

CURRICULUM VITAE

ETAT CIVIL i
INFORMATIONS PROFESSIONNELLES i
CURSUS UNIVERSITAIRE i
ENSEIGNEMENTS i
ACTIVITES ADMINISTRATIVES ii
HISTORIQUE DES ACTIVITES DE RECHERCHES ii
LISTE DES PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS v
ACTIVITES D'ENCADREMENT vii

MEMOIRE

Contraintes électromagnétiques des systèmes d'électronique de puissance : Des applications domestiques aux applications industrielles

I. Introduction générale 2
II. Interrupteur à base de thyristor à faible consommation d'énergie de commande 3
A. Contexte 3
B. Les contraintes d'émission conduite 5
1. Introduction 5
2. Modélisation, détermination du niveau électromagnétique émis 6
C. Les contraintes d'immunité conduite 10
1. Introduction 10
2. Moyens à mettre en oeuvre limitant les contraintes d'immunité 10
D. Analyse d'un point de vue C.E.M. de solutions mises en œuvre réduisant la consommation d'énergie de commande 14
1. Energie de commande de l'interrupteur issue directement du secteur 14
a) Bistable à « déphasage » 15
b) Bistable à lecture de tension 16
2. Energie de commande de l'interrupteur fournie par une alimentation externe 19
a) Interrupteur à détection V_{AK} 19
b) Solutions avec des thyristors 20
E. Conclusion 22
III. Variateur de lumière 24
A. Contexte 24
B. Variateur de lumière à IGTH (Insulated Gate THyristor) 24
1. Fonctionnement de l'IGTH 25
2. Réalisation d'une commande contrôlant la commutation 26
3. Analyse de la commutation obtenue 28
C. MBS 30
1. Présentation du MBS 30
2. Modèle électrique du MBS 31
3. Commande de type RC pour une commutation sinusoïdale 34
a) Détermination du couple résistance et capacité de grille R_GC_G 34
b) Détermination de la capacité de grille-anode 36
c) Mise en œuvre de la solution R_G-C_G 38
4. Réalisation d'une commutation optimisée indépendamment du MBS 39
a) Performance de la commande RC 39

b) Commande idéale en tension 40
c) Commande idéale en courant 42
d) Mise en œuvre de la commande en courant 45
D. Conclusion 47
IV. Convertisseur industriel 49
A. Contexte 49
B. Optimisation des éléments de filtrage d'un convertisseur industriel 49
1. Modélisation fréquentielle du convertisseur 50
a) Les éléments passifs et les pistes 50
b) Le transformateur 51
c) Les cellules de commutations 52
d) Simulation du schéma équivalent du convertisseur 54
2. Analyse et optimisation du convertisseur 56
a) Etude des chemins de propagation 56
b) Influence des éléments inductifs 57
c) Influence de l'emplacement du filtrage 58
3. Conclusion 61
C. Etude d'une commande modulée appliquée à un convertisseur industriel pour réduire les perturbations mesurées 62
1. Principe de SSCG et son domaine d'utilisation 63
2. Application à un convertisseur industriel 64
3. Conclusion 67
D. Conclusion 68
V. Conclusion et perspectives de recherche 69
VI. Bibliographie 73

CURRICULUM VITAE

Etat civil

LE BUNETEL Jean-Charles
Date et lieu de naissance : 10 Juillet 1970
à Valognes (Manche)
Nationalité : Française
Situation de famille : Marié, 2 enfants
Dégagé des obligations militaires

Adresse personnelle :
10, Impasse Cuvier
37300 JOUE-LES-TOURS
Numéro de téléphone : 02 34 38 09 72

Informations professionnelles

Fonction : Maître de conférences
Depuis le 01 septembre 1999
Titularisé le 01 septembre 2000

Equipe d'accueil : EA 3246
Laboratoire de Microélectronique
de Puissance (L.M.P)
de l'université de Tours

Etablissement d'enseignement :
I.U.T de Tours, Département GEII
Avenue Monge, Parc Grandmont
37300 TOURS
e-mail : jean-charles.lebunetel@univ-tours.fr

Adresse :
Site STMicroelectronics
16, rue Pierre et Marie Curie
BP 7155
37071 TOURS cedex 2

Cursus universitaire

1997 **Doctorat en Electrotechnique, Electronique et Automatique**

Etude et réalisation d'un correcteur de facteur de puissance monophasé de forte puissance utilisant le concept d'unités complémentaires réparties

Thèse soutenue le 3 décembre 1997 à la Faculté des Sciences et Techniques du Havre avec la mention très honorable avec les félicitations du jury,
réalisée au Laboratoire d'Electronique de Puissance et d'Informatique Industrielle (L.E.P.I.I.),
encadrée par M. Professeur Ludovic PROTIN et M. Brahyma DAKYO.

1994 **D.E.A. Instrumentation et Commande** (Mention Bien), Faculté des Sciences et Techniques du Havre

1993 **Maîtrise Electronique Electrotechnique et Automatique**, Université de Caen

1992 **Licence EEA,** Université de Caen

1991 **D.E.U.G. Science et Structure de la Matière**, Université de Caen

1988 **Baccalauréat** série D

Enseignements

Depuis 1999 Maître de conférences 63ème section à l'I.U.T. de Tours, Département G.E.I.I.

1998-1999 A.T.E.R à l'IUT de Saint Nazaire, Département G.I.M.

1997-1998 A.T.E.R à l'Ecole d'Ingénieur de Cherbourg

1995-1997 Enseignant vacataire à l'université du Havre

J'effectue également des enseignements ayant un lien avec mes activités de recherche sur la compatibilité électromagnétique et la conception de circuit électronique.

J'encadre aussi le stage de formation à la microélectronique effectué au CIME (Centre Inter universitaire de Micro-Electronique) de Grenoble.

Activités pédagogiques complémentaires

Entre 1999-2001, j'ai effectué des enseignements à l'I.U.F.M. d'Orléans-Tours pour la préparation au CAPET de Génie Electrique

2000-2006, j'ai effectué des enseignements sur la Compatibilité de Electromagnétique à l'Ecole Polytechnique de Tours aux étudiants de 3ème année.

Entre 2003-2006, j'ai effectué le cours d'Electrotechnique à l'Ecole Polytechnique de Tours aux étudiants de 1ère année.

Activités administratives

2002 Participation à la rédaction et à la mise en place de la licence professionnelle « Electricité et Electronique, Option électronique analogique et microélectronique ».

2004 Participation à l'organisation du Colloque Pédagogique National des départements G.E.I.I. qui déroulé à l'I.U.T. de Tours du 4 au 6 juin 2004.

Depuis 2005 Responsable de l'installation de caractérisation CEM qui comprend une chambre anéchoïque et de tous les équipements permettant de faire des mesures d'émission, d'immunité en mode conduit et rayonnée et de diagramme d'antenne.

Depuis 2006 Directeur d'études à l'IUT de Tours Département Génie Electrique et Informatique Industrielle, responsable de la gestion des notes et des absences des étudiants.

Mai 04-08 Membre élu de la commission de spécialistes 61 et 63ème sections de l'Université François Rabelais de Tours.

2008 Participation à l'organisation du colloque Electronique de Puissance du Futur (E.P.F. 2008) qui s'est déroulé à l'Ecole Polytech'Tours le 2 et 3 juillet 2008.

Historique des activites de recherches

1997-1998 **Travaux de Recherche au Laboratoire Universitaire des Sciences Appliquées de Cherbourg (L.U.S.A.C.) en tant qu'A.T.E.R.**, Université de Caen, *Etude et réalisation d'un banc d'essai permettant de caractériser un limiteur de courant supra-conducteur couches minces*

Les activités ont concerné l'élaboration d'un cahier des charges pour réaliser un banc d'essai permettant de caractériser un limiteur de courant supra-conducteur couches minces pour des applications courants forts. Cette étude a permis de dimensionner les différentes sondes de mesure nécessaires et de mettre en place une acquisition automatisée pour augmenter le traitement des données.

1998-1999 **Travaux de Recherche au Laboratoire Atlantique de Recherche en Génie Electrique (L.A.R.G.E.) en tant qu'A.T.E.R.**, Université de Nantes, *Mise en œuvre d'une régulation optimale du convertisseur étudié lors de ma thèse.*

L'étude a consisté, dans un premier temps, à mettre en œuvre une régulation optimale de la tension de sortie du correcteur de facteur de puissance étudié au

cours des travaux de thèse. Je rappelle qu'un correcteur de facteur de puissance est un redresseur associé à un hacheur survolteur commandé pour que le courant absorbé sur le réseau soit sinusoïdal. L'utilisation du correcteur de type RST permet d'obtenir une commande rapide et robuste. Cette commande est particulièrement adaptée dans le cas d'application à puissance variable. Dans un second temps, les travaux consistent à appliquer le principe de mise en parallèle développé au cours de ma thèse, aux systèmes variables de moyennes puissances monophasées. La mise en parallèle de correcteurs de facteur de puissance, de puissances différentes, assurent pour un système dimensionné pour une puissance donné, un taux de distorsion du courant absorbé faible et quasi-constant quelle que soit la puissance consommée. Ce principe permet de minimiser les contraintes sur les interrupteurs de puissance et de choisir une technologie adaptée pour chaque unité en parallèle.

1999-2000 **Nomination en tant que Maître de conférences à l'université de Tours**

Laboratoire d'accueil : Laboratoire de Micro-électronique de Puissance (L.M.P.)

J'ai été associé au travail de DEA de Nicolas NOIROT afin d'élaborer une commande pour un variateur de lumière à base d'IGTH (Insulated Gate THyristor).

2000- 2001 Participation à la mise en place du sujet sur les variateurs de lumière à base de MBS (Mos Bidirectional Switch) en collaboration à STMicroelectronics. J'ai été associé aux travaux d'encadrement de la thèse de Romain FERRAGUT sur ce sujet (Directeur de thèse Didier MAGNON). La première étape commença par la caractérisation de différents MBS et la mise en place d'une maquette d'essai.

Mise en place du partenariat avec SAFT Power Systems en collaboration avec Didier MAGNON Maître de conférence HDR et planification des activités à développer ensemble.

2001-2002 Deuxième année de la thèse de Romain FERRAGUT qui est plus particulièrement consacrée à la modélisation de MBS en commutations.

Commencement du co-encadrement de la thèse de Stéphane BREHAUT (dont le directeur de thèse était Didier MAGNON) sur la modélisation et l'optimisation des performances CEM d'un convertisseur industriel en collaboration avec A. PUZO, ingénieur à SAFT Power Systems.

Mise en place du sujet sur la réduction de la consommation des interrupteurs de type TRIAC et thyristor en collaboration à STMicroelectronics et le Maître de conférence HDR, Didier MAGNON.

2002-2003 Deuxième année de la thèse de Stéphane BREHAUT qui est consacrée à l'élaboration de représentation matricielle du convertisseur. Pour compléter le travail de modélisation de Stéphane BREHAUT, j'ai encadré le stage de DEA de Moustapha OULD EL BECHIR sur la modélisation des pistes et leur influence sur la propagation des perturbations électromagnétiques. L'influence du circuit magnétique sur les interférences est abordée en fin d'année universitaire, validée par des essais expérimentaux.

Début du co-encadrement de la thèse de Ghafour BENABDELAZIZ (Directeur de thèse Didier MAGNON) qui est commence par l'étude des commandes économes en énergies existantes.

Fin des travaux de Romain FERRAGUT sur l'étude des circuits de commande assurant la compatibilité électromagnétique des variateurs de lumière utilisant des interrupteurs à grille isolée.

2003-2004 Troisième année de la thèse de Stéphane BREHAUT qui est consacrée à la modélisation de l'ensemble du convertisseur et l'optimisation du filtrage. La réalisation d'une interface graphique sous Matlab® est développée pour la premier étage du convertisseur, afin de faciliter l'utilisation du modèle établi par Stéphane BREHAUT.

Deuxième année de la thèse de Ghafour BENABDELAZIZ qui est entre autre consacrée à la réduction de consommation d'interrupteur bidirectionnel en courant et en tension par le développement de commande rapprochée intégrable avec le composant de puissance.

2004-2005 Fin des travaux de Stéphane BREHAUT sur la modélisation et l'optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC. Ces travaux sont complétés par la mise en œuvre d'une commande flottante sur le PFC afin de valider les résultats de simulations réalisées pendant la thèse.

Mise en place d'une collaboration avec le professeur David GONZALEZ de l'équipe EMCIS (EMC in Industrial Systems) de l'Université de Catalogne sur l'étude d'une commande permettant de réduire le niveau des perturbations électromagnétiques.

Participation à l'élaboration d'un nouveau sujet sur les convertisseurs statiques modulables dédiés aux énergies renouvelables. Ce sujet fait actuellement l'objet de la thèse de Benoit BIDOGGIA encadré le professeur Laurent VENTURA (Directeur du LMP) et Thierry LEQUEU (Maître de conférence au LMP) en cotutelle avec les professeurs S. BUSO et G. SPIAZZI de l'université de Padoue (Italie).

Troisième année de la thèse de Ghafour BENABDELAZIZ qui est consacrée au développement de commande bistable et à l'application de différentes solutions sur le cas concret d'un réfrigérateur.

2005-2006 Fin des travaux de Ghafour BENABDELAZIZ sur la réduction de l'énergie de commande des interrupteurs de type TRIAC appliquée aux appareils ménagers.

Mise en œuvre de la commande modulée développée par le professeur David GONZALEZ sur le PFC du convertisseur de SAFT Power Systems.

2006-2007 Mise en place du sujet sur la compatibilité électromagnétique et la convergence numérique dans l'Habitât en partenariat avec le L.A.N. (Laboratoire des Applications Numériques) et en collaboration avec Y. RAINGEAUD maître de conférence au L.M.P.

Exploitation des résultats de la collaboration avec le professeur David GONZALEZ

2007-2008 Début du co-encadrement de la thèse de Djamel GUEZGOUZ (Directeur de thèse Daniel ALQUIER) qui commence par la caractérisation et la

modélisation fréquentielle des lignes électriques en afin d'étudier la propagation des courants porteurs.

Mise en place d'une commande numérique créant une commande modulée plus souple pour faire varier les paramètres en collaboration avec le professeur David GONZALEZ.

Depuis 2005 Monsieur le professeur BALCELLS de l'Université de Catalogne m'a recommandé pour participer au comité de lecture du journal IEEE Transactions on Industrial Electronics pour des articles scientifiques dans le domaine de la compatibilité électromagnétique des alimentations à découpage.

Depuis 2007 Je participe également à un certain nombre de comités de lecture de différentes conférences d'IEEE Industrial Electronics Society. (ISIE 2007, IECON 2008).

<u>Liste des Publications et communications</u>

a) Revues

1. N. NOIROT, D. MAGNON, J. C. LE BUNETEL, « C.E.M. et électronique de puissance : Etude d'un nouveau composant : l'IGTH », Revue Internationale du Génie Electrique (RIGE), volume 7 – n° 1-2/2004, pp. 25-48, mars, 2004.
2. D. GONZALEZ, J. BALCELLS, J. GAGO, S. BREHAUT, J-C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Conducted EMI Reduction in Power Converters by means of Periodic Switching Frequency Modulation », IEEE trans. On Power Electronics, Volume 22, Issue 6, pp 2271-2281, Nov, 2007.

b) Communications avec actes

- ***Communications internationales***

3. B. DAKYO, J.-Ch. LE BUNETEL, L. PROTIN, W. KOCZARA, « Single Phase Active Filter Power Factor Correction », EPE'95, Vol 3, pp 286-291, Sevilla, September, 1995.
4. J.-Ch. LE BUNETEL, B. DAKYO, L. PROTIN, W. KOCZARA, « Analytical Approach of Switching Behaviour and Modeling of Single Phase Parallel Structure of Boost Type Power Factor Corrector », EPE'97, Vol2, pp 901-905, Trondheim, September, 1997.
5. J.-Ch. LE BUNETEL, M. MACHMOUM, « Control of boost unity power factor correction systems », Industrial Electronics Society, IECON '99 Proceedings, The 25th Annual Conference of the IEEE, Volume 1, pp 266 - 271, 29 Nov.-3 Dec 1999.
6. R. FERRAGUT, D. MAGNON, J.C. LE BUNETEL, L. GONTHIER, « Understanding MBS turn-on behaviour in light dimmer applications », EPE 2001, 9th European Conference on Power Electronics and Applications, Graz Autriche, 27-29 août, 2001.
7. A. SCHELLMANNS, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Analysis methods of signal used in power electronics », IEEE ICCCP'01, International Conference on Commutation, Computer and Power, pp. 63-67, Muscat, Sultanat d'Oman, 12-14 Février, 2001.
8. R. FERRAGUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, L. GONTHIER, « Study of a new driving strategy to ensure EMC compliance of MBS based dimmer », EPE 2003, 10th

European Conference on Power Electronics and Applications, Proc. CD-ROM, Toulouse, France, 2-4 sept,, 2003.

9. S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, A. SCHELLMANNS, D. MAGNON, A. PUZO, « Development of a conducted EMI model for a industrial power factor corrector », EPE 2003, 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Proc. CD-ROM, Toulouse, France, 2-4 sept, 2003.
10. S. BREHAUT, O. EL BECHIR, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, « Analysis EMI of a PFC on the band pass 150kHz-30 MHz for a reduction of the electromagnetic pollution », APEC 2004, Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp 695 - 700, vol.2, Anaheim USA, 23-27 february, 2004.
11. S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, « A conducted EMI model for an industrial power supply full bridge », IEEE PESC 2004, 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp 3227-3231, Vol.4, Aachen, Germany, 20-25 June, 2004.
12. A. SANTOLARIA, D. GONZALEZ, J. GAGO, J. BALCELLS, S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Periodic Frequency Modulation Applied to Noise Cancellation between Power and Communication Buses », EMC05, 16th International Zurich Symposium & Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Zurich, 14-18 February, 2005.
13. S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, A. SANTOLARIA, D. GONZALEZ, J. GAGO, J. BALCELLS, « Interactions between an input EMI filter and a power supply », EMC'05, 16th International Zurich Symposium & Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Zurich, 14-18 February, 2005.
14. S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, « Switching cell optimization minimizing the common mode current for the Power Factor Corrector », EPE 2005, 11th European Conference on Power Electronics and Applications, Proc CD-ROM, Dresden, Germany, 11-14 September, 2005.
15. J. BALCELLS, D. GONZALEZ, J. GAGO, A. SANTOLARIA, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, S. BREHAUT, « Frequency modulation technique for EMI reduction in SMPS", European Conference on Power Electronics and Applications », EPE 2005, 11th European Conference on Power Electronics and Applications, Proc CD-ROM, Dresden, Germany, 11-14 September, 2005.
16. S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, « A Conducted EMI model for a PFC in series with a full bridge », IEEE ICCCP'05, International Conference on Commutation, Computer and Power, Muscat, Sultanate of Oman, 14-16 February, 2005.
17. G. BENABDELAZIZ, L. GONTHIER, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Control Energy Reduction Of Triacs and SCRs », IEEE ICCCP'05, International Conference on Commutation, Computer and Power, Muscat, Sultanate of Oman, 14-16 February, 2005.
18. G. BENABDELAZIZ, L. GONTHIER, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « AC Switches Control Energy Reduction », IEEE PESC 2005, 36th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp 2036 - 2041, Recife, Brazil, 12-16 June, 2005.
19. J.C. LE BUNETEL, D. GONZALEZ, S. BREHAUT, D. MAGNON, A. PUZO, J. GAGO, J. BALCELLS, « Application of simulation of conducted EMI in AC-DC power converters to EMI optimal design », EMC Europe 2006, 7th EMC Europe International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Barcelona Spain, 4-8 september, 2006.

20. J. GAGO, D. GONZALEZ, J. BALCELLS, J.C. LE BUNETEL, « Criteria for EMI reduction in sensor-conditioner measuring system », EMC Europe 2006, 7th EMC Europe International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Barcelona Spain, 4-8 september, 2006.
21. J-C. LE BUNETEL, D. GONZALEZ, S. BREHAUT, J. BALCELLS, « Impact of Periodic Switching Frequency Modulation control to reduce conducted EMI in Power Factor Converters », IECON 2006, 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp 2541-2545, Paris, 7-10 November, 2006.
22. J-C. LE BUNETEL, D. GONZALEZ, A. ARIAS, J. GAGO, « A case study of design improvement based on EMI simulation », IEEE CPE '07, 5th International Conference Compatibility in Power Electronics, Gdańsk, Poland, May 29 - June 1, 2007.
23. J-C. LE BUNETEL, D. GONZALEZ, « Design of power supply in function of EMI assessment », ISIE 2007, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp 2540-2543, Vigo Spain, June 4-7, 2007.

- ***Communications nationales***

24. J.-Ch. LE BUNETEL, « Filtre actif monophasé à étages parallèles », FIRELEC'96, 3ème Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique,), pp 56-59, Lyon, Avril, 1996.
25. B. DAKYO, J.-Ch. LE BUNETEL, « Nouveau concept de filtrage parallèle actif », Journées Electrotechniques 1997 du Club EEA, Le Havre, 13-14 Mars, 1997.
26. A. SCHELLMANNS, J-C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Méthodes d'analyse des signaux utilisables en électronique de puissance », EPF 2000, Conférence Electronique de Puissance du Futur, pp 145-149, Lille, du 29/11 au 1/12, 2000.
27. D. MAGNON, J. JALADE, N. NOIROT, J-C. LE BUNETEL, J-P. LAUR, « Etude de la commande d'une structure MOS-thyristor permettant de satisfaire les normes C.E.M », EPF 2000, Conférence Electronique de Puissance du Futur, pp. 111-116, Lille, 29/11 au 1/12, 2000.
28. N. NOIROT, D. MAGNON, JC. LE BUNETEL, « Amélioration des performances CEM d'un IGTH : minimisation du courant de maintien et optimisation de la mise en conduction », JCGE'01, Conférence des jeunes chercheurs en génie électrique, pp. 223-228, Nancy 13-14 Novembre, 2001.
29. R. FERRAGUT, D. MAGNON, JC. LE BUNETEL, « Modélisation électrique d'un IGBT », JNRDM 2000, 3ièmes journées nationales du réseau des doctorants de la microélectronique, Montpellier, 3-5 mai, 2000.
30. J.C. LE BUNETEL, R. FERRAGUT, E. LEROY, D. MAGNON, L. GONTHIER, « Etude des commutations dans les systèmes utilisant des composants à grille isolée DE TYPE MBS », EPF 02, Montpellier, 13-15 novembre, 2002.
31. S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, A. SCHELLMANNS, D. MAGNON, A. PUZO, « Développement d'un modèle de simulation CEM en mode conduit d'un PFC industriel », Proceeding CEM EXPO 02, Paris, 9-10 octobre, 2002.
32. S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, « Développement d'un modèle de simulation des perturbations en mode conduit dans un PFC industriel », CEM 2004, Toulouse, 16-18 mars, 2004.
33. S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, « Modélisation des interférences électromagnétiques conduites d'un onduleur industriel », SAAEI-EPF 2004,

Annual Seminar on Automatic Control, Industrial Electronics and Instrumentation - Electronique de Puissance du Futur, Toulouse 15-17 sept, 2004.

34. G. BENABDELAZIZ, L. GONTHIER, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Réduction de l'énergie consommée dans un réfrigérateur », SAAEI-EPF 2004, Annual Seminar on Automatic Control, Industrial Electronics and Instrumentation - Electronique de Puissance du Futur, Toulouse 15-17 sept, 2004.
35. B. BIDOGGIA, T. LEQUEU, J-C. LE BUNETEL, A. SCHELLMANNS, L. VENTURA, S. BUSO, G. SPIAZZI, « Systèmes Hybrides de Génération de Moyenne Puissance : Applications Stationnaires aux Energies Renouvelables », CAPTEURS 2006, Bourges, 6 pages, 18-19 octobre, 2006.
36. S. BREHAUT, J-C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, « Optimisation des filtres CEM dans un chargeur de batterie », EPF 2006, Conférence Electronique de Puissance du Futur, Proc. CD-ROM, Grenoble, 5-6 juillet, 2006.
37. G. BENABDELAZIZ, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, L. GONTHIER, S. MENARD, « Interrupteur à faible énergie de commande : Application au réfrigérateur », EPF 2006, Conférence Electronique de Puissance du Futur, Proc. CD-ROM, Grenoble, 5-6 juillet, 2006.
38. B. BIDOGGIA, T. LEQUEU, J-C. LE BUNETEL, A. SCHELLMANNS, L. VENTURA, S. BUSO, G. SPIAZZI, « Systèmes Hybrides de Génération de Moyenne Puissance : Applications Stationnaires aux Energies Renouvelables », EPF 2006, Conférence Electronique de Puissance du Futur, Proc. CD-ROM, 6 pages, Grenoble, 5-6 juillet, 2006.
39. J-C. LE BUNETEL, D. GONZALEZ, « Modulation de la fréquence de découpage dans un convertisseur correcteur de facteur de puissance », EPF 2008, XIIème conférence Electronique de Puissance du Futur, Tours, 2-3 juillet, 2008.

c) Brevets

Le travail d'encadrement sur la réduction de l'énergie de commande des interrupteurs de type TRIAC appliquée aux appareils ménagers, a permis au doctorant de déposer 3 brevets :

40. B. PERON, G. BENABDELAZIZ, *"Triac Control circuit"*, OEB n° FR20030005285.
41. L. GONTHIER, G. BENABDELAZIZ, *"Réduction des pertes d'une alimentation capacitive"*, INPI n° 04 51836.
42. B. PERON, G. BENABDELAZIZ, *Extension US du brevet "Triac control circuit"* , OEB n° US2004217800.

d) Ouvrage

J'ai participé à l'écriture de l'ouvrage suivant et tout particulièrement au chapitre "Modeling EMC in power converters".

43. GONZÁLEZ D., BALCELLS J., *"Electromagnetic Compatibility in Power Electronics and Industrial Systems"*, AÑO: 2006. Editorial CEYSA

Activités d'encadrements

a) Encadrement d'étudiants en thèse

2000-2003 FERRAGUT Romain, Étude des circuits de commande assurant la CEM des variateurs de lumière utilisant des interrupteurs à grille isolée : application aux MBS

Date début : mars 2000 - Date fin : 3 juillet 2003 - % encadrements : 50%.

Noms et % des co-directeurs : D. MAGNON (50%)

2001-2005 BREHAUT Stéphane, Modélisation et optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC d'une puissance de 600 W
Date début : nov 2001 - Date fin : 18 février 2005 - % encadrements : 50%
Noms et % des co-directeurs : D. MAGNON (50%)

2003-2006 BENABDELAZIZ Ghafour, Réduction de l'énergie de commande des interrupteurs de type TRIAC appliquée aux appareils ménagers.
Date début : mars 2003 - Date fin : 14 avril 2006 - % encadrements : 50%
Noms et % des co-directeurs : D. MAGNON (50%)

2007-2010 GUEZGOUZ Djamel, Compatibilité Electromagnétique et Convergence Numérique dans l'Habitât
Date début : mai 2007 - Date fin : mai 2010 - % encadrements : 45%
Noms et % des co-directeurs : D. ALQUIER (10%), Y. RAINGEAUD (45%)

b) Encadrement d'étudiants en DEA

2000 NOIROT Nicolas, Etude de la commande d'une structure MOS-Thyristor permettant de satisfaire les normes CEM
Date début : mars 2000 - Date fin : septembre 2000 - % encadrements : 33%
Noms et % des co-directeurs : JALADE (33%), MAGNON (33%)

2003 BENABDELAZIZ Ghafour, Etude et réalisation de nouveaux interrupteurs (AC-Switches) à faible énergie de commande
Date début : mars 2003 - Date fin : 17 sept 2003 - % encadrements : 100%

2003 OULD EL BECHIR Moustapha, Influence du routage d'un PFC sur la CEM
Date début : mars 2003 – Date fin : 17 sept 2003 - % encadrements : 100%

c) Encadrement de Master 1ère année

2005 VALENTE Damien, Développement d'une commande d'IGBT 50 Hz permettant une commutation générant peu de perturbations électromagnétiques
Date début : juin 2006 - Date fin : 29 juillet 2006 - % encadrements : 100%

d) Encadrement de stagiaires

J'ai aussi encadré des étudiants en stage de fin d'études sur les thèmes de recherche présentés précédemment :

Fev-juin 2002 LABAYLE-BOUNES Marc, Etude de la modélisation en commutation des transistors MBS, 3ème année d'ingénieur à l'Ecole Polytechnique de Tours

Juin-juillet 2003 LAVIGNE Jean-René, Influence des circuits magnétiques dans un PFC sur la pollution électromagnétique, 2ème année d'ingénieur à l'Ecole Polytechnique de Tours

Avril-juin 2004 SOBRINO Thomas, Réalisation de la partie puissance d'un chargeur de batterie, 2ème année d'IUT G.E.I.I de Tours

Avril-juin 2004 SONKE Serge, Réalisation de la partie commande d'un chargeur de batterie, 2ème année d'IUT G.E.I.I de Tours

Mars-sept 2004	BULLOT Gregory, Programmation sous Matlab pour la réalisation d'un logiciel de simulation de CEM, 2ème année d'ingénieur à l'Ecole Polytechnique de Tours
Juin-juillet 2005	JACQUES Sébastien, Commande en potentiels flottants d'un correcteur de facteur de puissance 600 W, 2ème année d'ingénieur à l'Ecole Polytechnique de Tours
Juin-juillet 2005	EL OUAFI Abderahim, Commande modulée d'un correcteur de facteur de puissance 600 W, 2ème année d'ingénieur à l'Ecole Polytechnique de Tours
Fév-juin 2007	HERAULT Bastian, Caractérisation et étalonnage d'antennes, Licence Professionnelle Electricité et Electronique de Tours.
Fév-juin 2007	BOUGOUIN Vincent, Mise en place d'un banc de mesure de caractérisation de câbles tressés, Licence Professionnelle Electricité et Electronique de Tours.
Fév-juin 2008	MOHD KAMARUDIN Fadhil Awadullah, Caractérisation d'antennes, Licence Professionnelle Electricité et Electronique de Tours.

MEMOIRE

Contraintes électromagnétiques des systèmes d'électronique de puissance : Des applications domestiques aux applications industrielles

I. Introduction générale

Depuis mon intégration au sein du Laboratoire de Micro-électronique de Puissance (L.M.P), mon activité de recherche est centrée sur la thématique « la compatibilité électromagnétique des convertisseurs de puissance ». L'apport de l'électronique de puissance dans ce domaine a permis de réduire la taille des alimentations, d'améliorer les rendements, de rendre plus fiable les systèmes. Le principe d'interrupteur commandé en tout ou rien présente l'avantage de réduire les pertes par conduction contrairement à l'utilisation de transistor bipolaire en fonctionnement en mode « ballast ». Le fait de fonctionner par impulsion de courant et de tension permet d'améliorer le rendement. Cependant, ces commutations apportent la présence d'harmoniques liée à la fréquence de commutation des interrupteurs. Ces commutations peuvent alors poser des problèmes de compatibilité électromagnétique. Ces problèmes peuvent s'avérer gênant pour le fonctionnement même du système qui les génère, comme pour les appareils alentours. Dans ce dernier cas, des normes sont à respecter en émission et en immunité selon le domaine d'application. Pour remédier à ces problèmes, des filtres et des blindages sont souvent ajoutés en fin de conception, qui ont tendance à augmenter le volume du convertisseur et parfois à diminuer les performances visées.

Un compromis est souvent nécessaire entre performance et pertes. Le fait de veiller tout au long de la conception aux conséquences des choix technologiques sur la C.E.M. permet d'orienter pas à pas le développement du convertisseur. Cela permet également de réduire, voire de supprimer les éléments de filtrage. Dans tous les cas, les problèmes de compatibilités électromagnétiques (C.E.M.) sont à prendre en compte dès la conception. Mes travaux de recherche s'inscrivent dans ce contexte.

Parmi les paramètres les plus importants dans les problèmes de CEM dans les convertisseurs de puissance, il y a la commutation. C'est une source de perturbation, commune à tous les convertisseurs. Mes premiers travaux se sont focalisés sur la commutation du courant dans un variateur de lumière. Ce type de convertisseur est bien connu pour parasiter entre autre les grandes ondes radio. L'étude de cette application présente la particularité de ne générer majoritairement que des perturbations électromagnétiques conduites de mode différentiel. Cela nous a conduit à étudier les paramètres sur différents interrupteurs qui peuvent modifier la forme de la commutation du courant. Nous avons cherché à optimiser la commutation par différentes méthodes et à vérifier si elle reste optimale lorsque les paramètres électriques des interrupteurs varient légèrement. La prise en compte de cette contrainte est primordiale pour éviter d'obtenir des performances électromagnétiques différentes pour deux convertisseurs identiques mais monter avec des interrupteurs de lots de

fabrication différents. Nous retrouverons cette problématique dans les travaux présentés ici. Une partie de ces travaux a été abordé dans le cadre du DEA de Nicolas NOIROT en collaboration avec le laboratoire du L.A.A.S. (Laboratoire d'Architecture et d'Analyse des Systèmes) et une autre partie a fait l'objet de travaux de thèse Romain FERRAGUT. Ces études se sont appuyées sur des outils de simulation développés par le laboratoire.

Ces outils ont aussi été exploités pour aider à la conception des composants de type « relais » à faibles énergies de commande, réalisés à partir de TRIAC ou de Thyristors, lors des travaux de thèse de Ghafour BENABDELAZIZ en collaboration avec STMicroelectronics. En effet, ces composants contrôlés présentent à chaque alternance une discontinuité du courant, la source de perturbation correspondante est de même type que celle du variateur de lumière. L'étude a permis de développer différentes solutions. Dans chaque cas, pour le fonctionnement le plus défavorable, nous avons cherché à minimiser cette discontinuité de courant ainsi que les pertes, en fonction des paramètres électriques. Il s'agit là encore de trouver un compromis entre CEM et pertes. Un paramètre, à ne pas négliger lors de l'utilisation de composant de type TRIAC ou Thyristor, est que ces composants sont sensibles aux variations de tension. Cette problématique nous a conduit à une étude qualitative sur le choix du composant respectant les contraintes d'immunité.

L'idée d'agir sur la commutation pour réduire le niveau d'émission électromagnétique conduite peut s'appliquer à des convertisseurs plus complexes comme les alimentations à découpage. Pour cela, on retrouve différentes techniques dans la littérature scientifique. Nous sommes intéressés plus particulièrement aux moyens de réduire les niveaux de perturbation par étalement spectral. Cette répartition de l'énergie électromagnétique sur les différentes bandes fréquentielles doit être contrôlée et être contenu dans la bande fréquentielle d'émission conduite. Cette problématique a fait l'objet de travaux d'étude en collaboration avec l'équipe EMCIS (EMC in Industrial Systems) de l'Université de Catalogne.

Une autre problématique essentielle à la CEM concerne les chemins de propagations des perturbations électromagnétiques. Les techniques mises en oeuvre lors de l'étude du variateur de lumière sont difficilement utilisables ; le temps de simulation est important, les modèles des composants prenant en compte le comportement fréquentiel sont complexes. Ces travaux ont conduit au développement d'un modèle fréquentiel d'un convertisseur industriel, lors de la thèse de Stéphane BREHAUT et du DEA de Moustapha OULD EL BECHIR, en collaboration avec SAFT POWER SYSTEMS. Cela nous a permis d'identifier les chemins de propagation ainsi que les composants favorisant cette propagation pour un tel système. Nous avons cherché à modifier les chemins de propagation en agissant sur le comportement fréquentiel de ces composants, en modifiant le tracé électrique et en symétrisant la structure. Ces travaux ont permis d'optimiser le filtrage en amont et en aval du convertisseur, une partie de ces travaux sera présentée dans ce manuscrit.

Ce mémoire essaie de montrer à travers différents exemples que la prise en compte des contraintes électromagnétiques en parallèle de la mise en œuvre d'un convertisseur, permet de diminuer les volumineux filtres ajoutés généralement en fin de conception, en les positionnant plus judicieusement. Selon la complexité du système étudié et des topologies utilisées, les techniques d'investigations différentes sont présentées. Dans une première partie, je présenterai l'étude d'un nouvel interrupteur à base de thyristor à faible consommation d'énergie de commande et les problèmes de fonctionnement dus à la commutation de tension et de courant. Dans une seconde partie, je présenterai l'étude d'une commande permettant de supprimer les filtres sur un convertisseur basique assurant la variation de lumière. Dans une dernière partie, je vous présenterai l'étude d'un convertisseur industriel à deux étages permettant de réduire les filtres CEM. Enfin, nous finissons ce travail par une conclusion faisant un point sur les différents travaux effectués. Nous donnons ensuite les perspectives possibles donnant suite à ces travaux.

II. Interrupteur à base de thyristor à faible consommation d'énergie de commande

A. Contexte

Ce travail de recherche a fait l'objet de la thèse de Ghafour BENABDELAZIZ en collaboration avec STMicroelectronics. Le contexte de cette étude s'intègre dans la politique générale de l'Union Européenne de réduire la consommation d'énergie, en particulier l'énergie électrique. Le secteur résidentiel et tertiaire représente une consommation de 62% de la consommation nationale Française. La consommation de ce secteur est en constante augmentation à cause de la multiplication d'appareils domestiques (lave vaisselle, sèche linge climatiseur…), de l'essor des équipements informatiques et de communications (décodeur, lecteur de DVD, modem haut débit, téléphone sans fil…) et de l'augmentation d'appareils détenus en double et en triples exemplaires dans les foyers européens, essentiellement des téléviseurs et réfrigérateurs/congélateurs.

La réduction de la consommation électrique dans le cas des appareils électroménagers peut se faire à différents niveaux. La figure 1 résume les différents éléments présents dans un appareil électroménager. Les actionneurs sont généralement les parties les plus consommatrices d'énergie, mais nous ne nous y intéresserons pas. STMicroelectronics étant fabricant de composants de commandes de type alternatif, nous nous intéresserons plus particulièrement à l'impact d'un composant à faible énergie de commande contrôlant les actionneurs. Nous remarquons que la première incidence de la réduction de cette énergie de commande est la diminution de l'alimentation des cartes électroniques. S'il est possible de réduire la taille de l'alimentation, alors les pertes en mode veille pourront être diminuées.

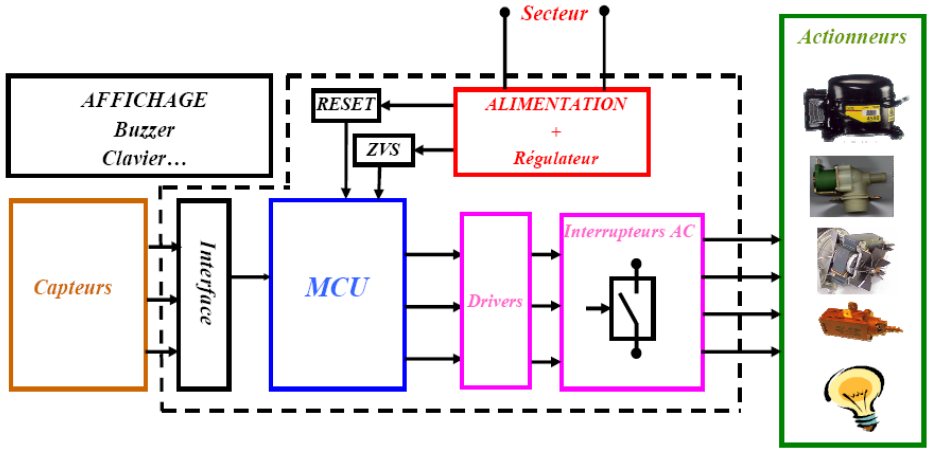


Figure 1 : Organes constituant un appareil électroménager

Beaucoup de ces appareils (lave-vaisselle, réfrigérateur, climatiseur) utilisent des composants de type « relais » pour commander les différentes charges qui les composent. Le remplacement des relais par des interrupteurs de type « TRIAC » permet d'améliorer la fiabilité. En effet, les relais ont une durée de vie limitée due à l'ouverture du circuit inductif qui provoque un arc entre les deux

contacts et à l'oxydation de ces contacts. Les interrupteurs de type TRIAC ou thyristor nécessitent, pour une même tension, une surface de silicium moins importante qu'un interrupteur de type MOS (Figure 2). Le TRIAC est un interrupteur bidirectionnel alors qu'il faut associer deux interrupteurs MOSFET pour obtenir le même fonctionnement. Pour ces différentes raisons, l'interrupteur TRIAC est souvent privilégié pour les nombreuses applications pour le secteur.

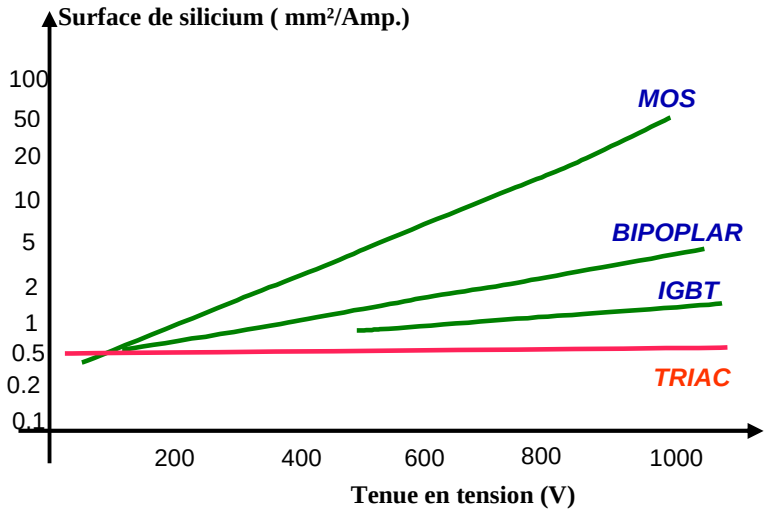


Figure 2 : Surface de silicium nécessaire pour la réalisation d'un composant en fonction de la tenue en tension

Cependant comme les relais, les TRIACs sont des composants nécessitant beaucoup d'énergie pour les commander. Généralement, un courant de 10 à 50 mA est appliqué en permanence, le temps nécessaire au fonctionnement de l'actionneur. L'idée est de mettre en œuvre un composant ayant les mêmes caractéristiques que le TRIAC mais qui nécessite peu d'énergie de commande comme le MOSFET [1][2][3][4].

En gardant la structure TRIAC ou thyristor, nous nous sommes orientés vers deux stratégies d'optimisation de l'énergie de commande. La première solution consiste à puiser l'énergie nécessaire à son contrôle directement sur le réseau de distribution. Ainsi l'énergie à fournir au composant est juste un signal donnant l'ordre d'ouvrir ou de fermer l'interrupteur (Figure 3Figure 3). La seconde solution est de mettre en œuvre un composant à faible consommation de courant de gâchette. Dans ce cas, c'est l'alimentation qui fournit le courant de commande que nous avons cherché à réduire au maximum [5][6][7].

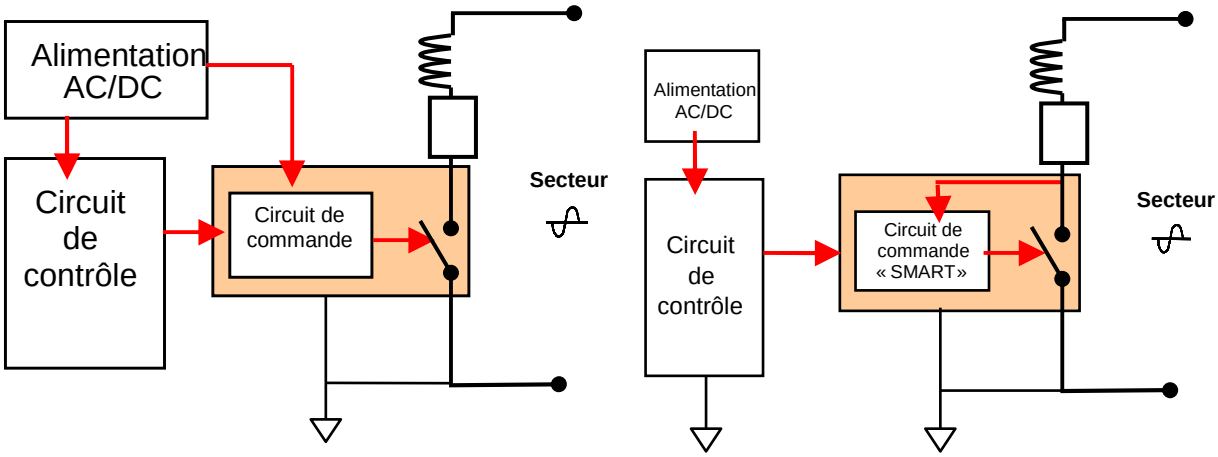


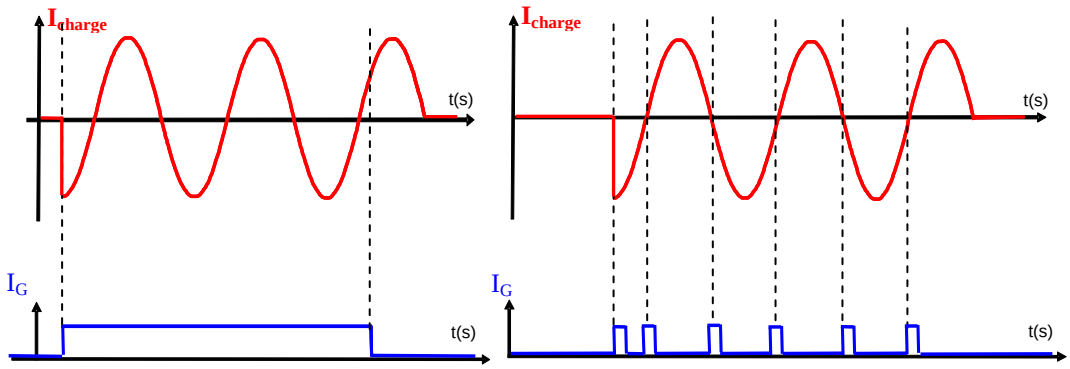
Figure 3 : Stratégie d'optimisation de l'énergie de commande

Les contraintes de compatibilités électromagnétiques, à prendre en compte lorsque des TRIACs et des thyristors sont utilisés, sont des problèmes d'immunité et d'émission. Des variations de tensions externes ou liées à l'application commandée peuvent entraîner des réamorçages de l'application. Les problèmes d'émissions sont dus à la commutation des charges qui a la particularité d'imposer sur le réseau des formes d'ondes de courant non sinusoïdales.

B. Les contraintes d'émission conduite

1. Introduction

Les TRIACs ou les thyristors sont utilisés pour connecter et déconnecter des charges au réseau électrique. Le courant absorbé, dans ce cas, peut présenter des discontinuités de courant à chaque changement d'alternance de courant. Ces discontinuités vont générer des interférences électromagnétiques conduites voire rayonnées. Nous nous intéresserons plus particulièrement aux émissions de courant harmonique conduite. Le TRIAC et le thyristor ont la particularité de se bloquer à chaque annulation du courant lorsque le courant de gâchette I_G n'est plus appliqué. Donc à chaque alternance du courant, le TRIAC ou le Thyristor se bloque. Il est nécessaire de le réamorcer à ce moment. Pour limiter ces problèmes de discontinuité, une solution simple consiste à envoyer en permanence un courant de gâchette (Figure 4a). Cela va à l'encontre du but recherché d'économie d'énergie. Une solution consiste à ne commander l'interrupteur qu'au moment de l'annulation du courant (Figure 4b). Différentes solutions ont été développées au cours de la thèse de Ghafour BENABDELAZIZ [8] dans ce sens.



(a) (b)

Figure 4 : Commande en continu et par impulsion

2. Modélisation, détermination du niveau électromagnétique émis

L'analyse spectrale d'un courant modélisant les discontinuités peut donner une information qualitative du niveau de pollution électromagnétique que va générer le circuit électrique. Le schéma électrique de ce type d'application est assez simple et ne présente pas de couplage capacitif (Figure 5), ce qui simplifie la modélisation à des phénomènes électromagnétiques conduites de mode différentiel seulement. C'est un circuit où l'on trouve en série l'interrupteur (TRIAC) et la charge à alimenter (lampe, moteur…). L'étude harmonique du courant modélisé de la charge, pour des fréquences supérieures à 9 kHz, va fournir une indication assez précise du niveau des interférences électromagnétiques, proche d'une mesure spectrale réalisée à partir d'un RSIL (Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne) (Figure 6) et d'un analyseur de spectre. En effet, le RSIL se comportant comme un filtre passe-bas vis-à-vis du courant absorbé par l'application, on peut considérer que les courants hautes fréquences vont se retrouver dans la branche la plus en aval du RSIL et ainsi être mesurés par l'analyseur de spectre.

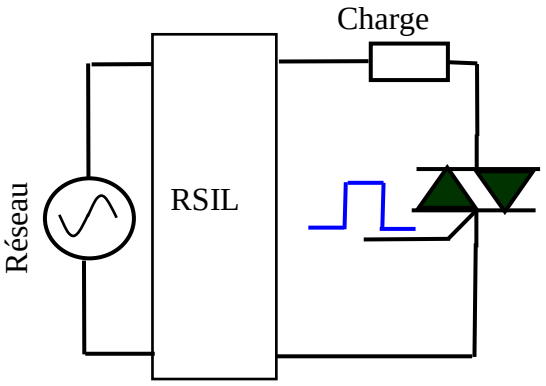


Figure 5 : Circuit électrique étudié incluant le RSIL

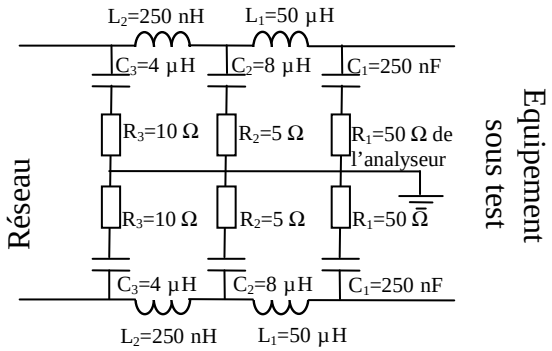


Figure 6 : Schéma du RSIL

La FFT (Fast Fourier Transform) du courant modélisé est une solution rapide pour obtenir le spectre fréquentiel prévisionnel, mais insuffisante pour le comparer à la mesure. Pour obtenir un résultat comparable à une mesure faite avec un analyseur de spectre, il faut prendre en compte le filtre sélectif RBW (Resolution Band Width) de l'analyseur de spectre. Il est nécessaire de faire la somme

vectorielle des harmoniques présents dans le filtre RBW et d'appliquer le résultat à la fréquence centrale du filtre. Les modules des harmoniques filtrés sont alors multipliés par l'impédance interne de l'analyseur simulé (50 Ω) en parallèle avec les impédances R_2 et $L_2\omega$ (Equation 1) et sont ensuite transformés en dBµV. L'impédance créée par C_1 est négligée devant la somme des impédances R_1, R_2 et $L_2\omega$. Pour comparer le résultat obtenu à une mesure quasi-crête, une atténuation est appliquée au module calculé, qui est fonction de la répétitivité de la commutation. Dans le cas de l'application présente, la fréquence correspondant à cette répétitivité est de 100Hz et l'atténuation associée est de 6 dB [9]. Ceci fait l'objet d'un programme développé sous Matlab®. Je souhaite développer le programme équivalent en version « Open source » et créer une page web proposant de calculer le spectre à partir d'un fichier de point.

$$\left|V_{RSIL}(n.\omega)\right| = \frac{\sqrt{R_2{}^2 + (L_1.n.\omega)^2}.R_1.\left|I_{parasites}(n.\omega)\right|}{\sqrt{(R_1+R_2)^2 + (L_1.n.\omega)^2}} \qquad \textbf{Équation 1}$$

La figure 7 montre un exemple de discontinuité du courant de la charge suite à son annulation lors du passage au zéro, dans le cas d'un TRIAC commandé par un JFET. Ce courant peut être modélisé en trois phases : la phase correspondant au blocage de l'interrupteur (i_{ch} = 0), la phase transitoire entre le courant nul et la valeur du courant sinusoïdale et la phase de fonctionnement normal avec l'absorption d'un courant sinusoïdal (Figure 8). Pendant la phase de transition, le courant varie quasiment linéairement et la pente de cette variation di/dt va dépendre principalement de la conduction de l'interrupteur et du rapport entre l'inductance du circuit et la tension au moment de la transition.

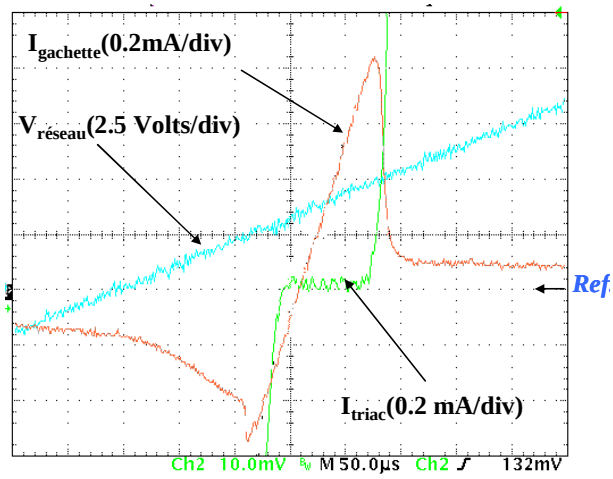


Figure 7 : Exemple de discontinuité du courant

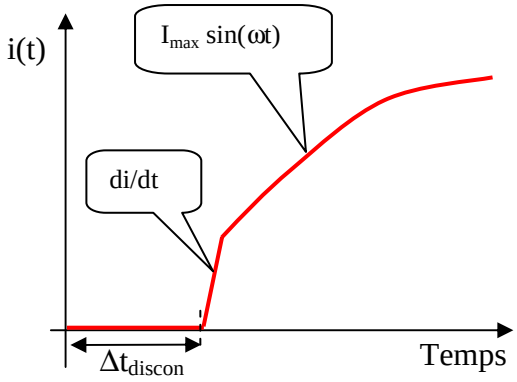


Figure 8 : Modélisation du courant discontinu

Pour valider cette modélisation, son analyse spectrale calculée est comparée à celle mesurée dans le cas d'une lampe de 25 W (Figure 9). La norme EN55014 et EN55015 applicable dans le domaine domestique est aussi représentée. Dans ce cas, le di/dt est mesuré à 2150 $A.s^{-1}$ pour une durée de discontinuité de 200 µs.

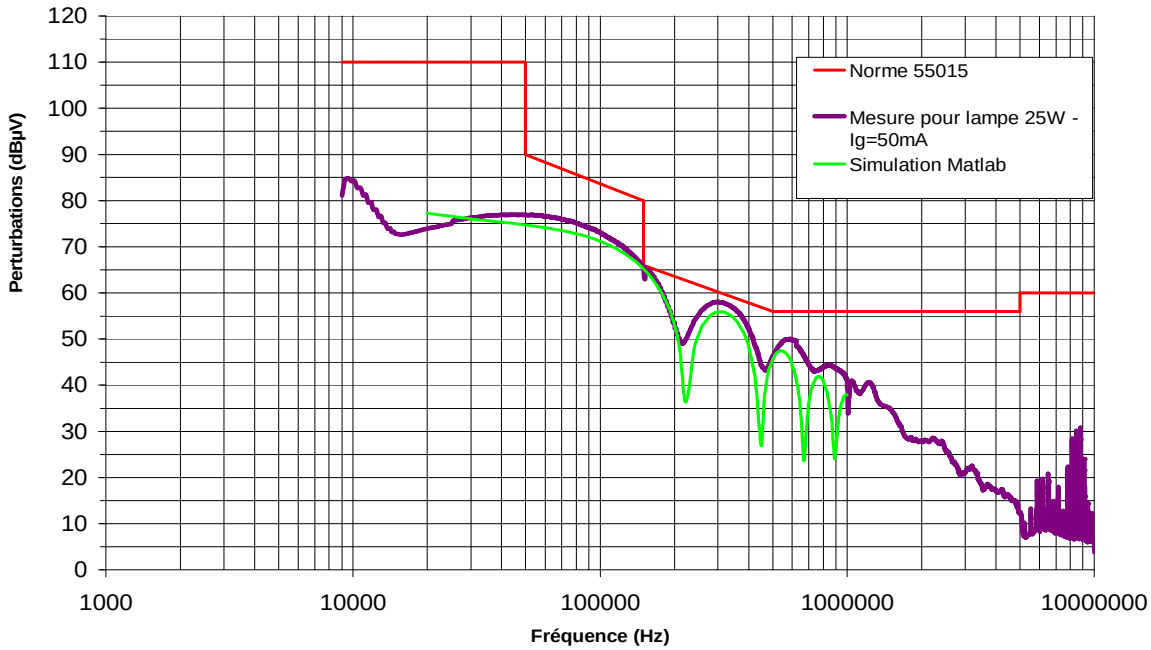


Figure 9 : Analyse spectrale simulé du courant absorbé par une lampe 25 W (Δt_{discon}= 200 µs et di/dt = 2150 A.s^{-1})

L'analyse spectrale peut être aussi calculée directement à partir de la mesure du courant, si le nombre de points de mesure est suffisant. Pour tracer le spectre jusqu'à la fréquence de 1,5 MHz, il faut au moins 2^{16} points. Il est plus simple de mesurer la durée de discontinuité et la pente du di/dt et de générer numériquement le courant correspondant. Ce courant calculé est moins bruité que le courant mesuré et permet d'obtenir un spectre fonction seulement de la discontinuité du courant.

La valeur du di/dt est difficile à prévoir. Elle peut être différente d'un TRIAC à l'autre pour une même charge. La figure 10 illustre la conséquence sur le spectre de deux di/dt différents d'interrupteurs pilotant la même charge. Les niveaux électromagnétiques sont de niveaux très différents et ne peuvent pas être calculés sans la connaissance du di/dt lors de la discontinuité de courant.

Si on néglige le rôle de l'interrupteur sur le di/dt, c'est l'inductance du circuit qui va limiter le début de la transition. Dans le cas d'une charge résistive, l'inductance de circuit se limite à l'inductance de fil (environ 1 µH/m) et aux inductances séries du RSIL nécessaires à la mesure d'émission conduite (environ 100 µH). Dans ce cas on trouve un di/dt très élevé pour les lampes de l'ordre de 76 kA.s^{-1}. Cette valeur de di/dt ne permettra pas de respecter les normes d'émission de perturbations conduites.

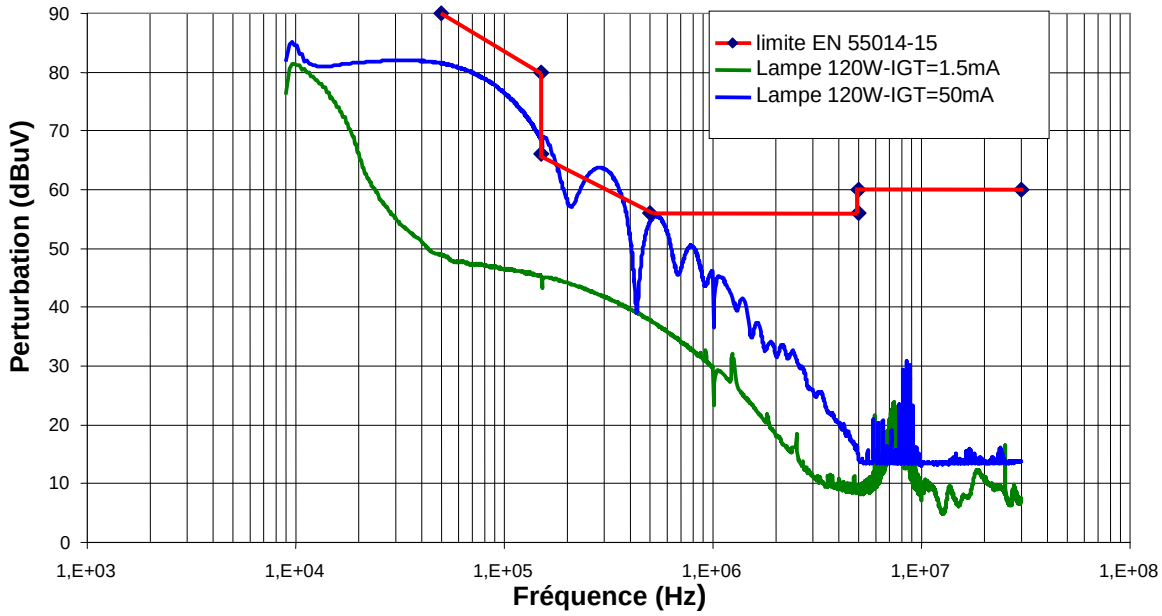


Figure 10 : Spectre électromagnétique pour la même application utilisant 2 TRIACs différents

La figure 11 présente les spectres électromagnétiques de courants modélisés avec une discontinuité de 50 µs pour différentes charges rencontrées dans le domaine électroménager. On peut remarquer que seules les lampes, c'est-à-dire les charges résistives posent problèmes. En pratique, la valeur du di/dt est beaucoup plus faible, mesurée entre 1000 et 2000 $A.s^{-1}$. Avec une valeur de di/dt de 2000 $A.s^{-1}$, les lampes respectent les normes EN55014 et EN55015. Nous allons nous servir de ces résultats pour estimer si les solutions développées posent des problèmes CEM.

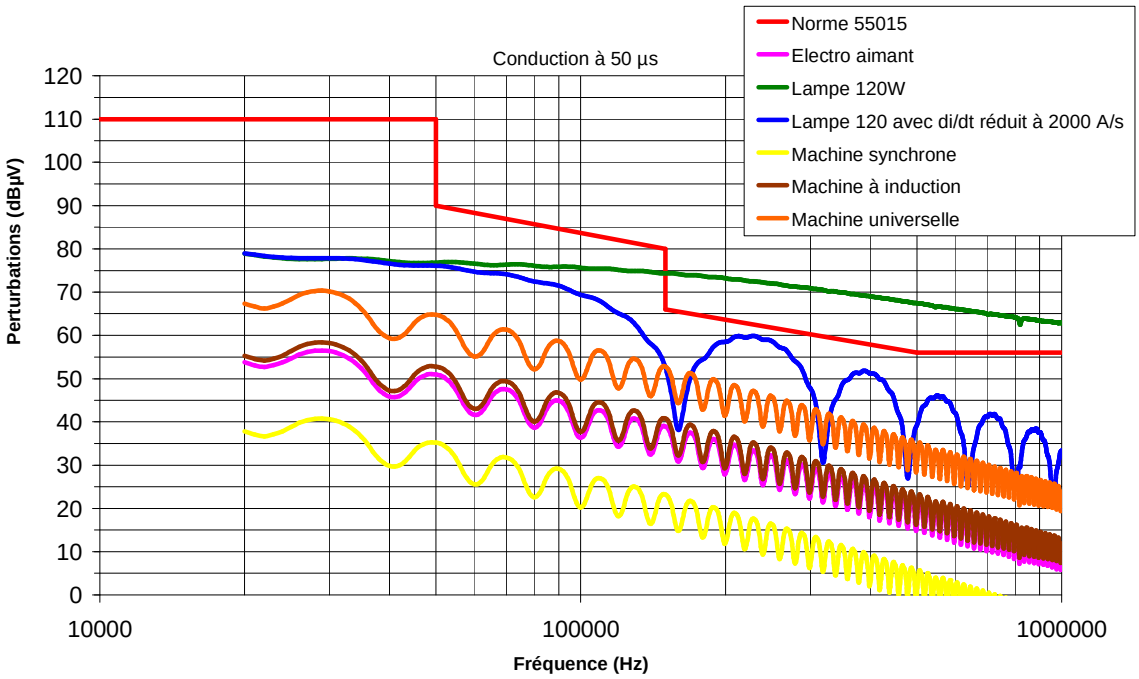


Figure 11 : Spectre électromagnétique en fonction du type de charge

Il serait intéressant d'approfondir le comportement des TRIACs dans cette nouvelle façon de les utiliser, afin de réduire leur énergie de commande. Dans le cas de charges résistives, la

détermination des valeurs de di/dt en fonction des paramètres physiques et électriques du composant, permettrait de réduire le nombre d'essais expérimentaux.

Ce fonctionnement en mode « pleine onde » de ces interrupteurs génère des perturbations électromagnétiques qui ne sont pas à écarter lors de leurs mises en œuvre. La discontinuité présentée précédemment peut paraître dans un premier temps négligeable par rapport à l'ensemble de la forme d'onde du courant, alors qu'elle peut être suffisante pour atteindre des niveaux de perturbations supérieurs aux normes en vigueur. Les TRIACs et thyristors sont également sensibles à une autre contrainte : les problèmes d'immunité.

C. Les contraintes d'immunité conduite

1. Introduction

Les TRIACs et les thyristors sont des composants sensibles aux variations rapides de tension. Cette sensibilité est différente d'un composant à l'autre. Un composant à faible consommation d'énergie de commande (faible I_G) sera plus sensible aux dv/dt qu'un composant à forte consommation (fort I_G) (Tableau 1).

Les conséquences de cette sensibilité sont le réamorçage non désiré de l'interrupteur. Cela peut avoir des conséquences plus ou moins importantes sur l'application. La norme EN 61000-4-1 donne les limites de dV/dt où l'application doit être insensible. Le dV/dt maximum est fonction de la classification de l'environnement. Pour un environnement protégé comme des locaux industriels (classe 2) le dv/dt maximum appliqué entre phase et neutre est de 416 V/µs. Sur le tableau 1, nous remarquons que seul le Triac ACST8 respecte cette spécification.

Type	Référence de composants	I_{GT}	dV/dt Statique
Thyristors	TS420	200 µA	5 V/µs
	X0202	50-200 µA	10-15 V/µs
	TYN612	1,5-5 mA	50 V/µs
	TYN606	15 mA	200 V/µs
TRIAC	BTB04	10 mA	10 V/µs
	ACST8	30 mA	750 V/µs

Tableau 1 : Valeurs du (dV/dt) maximum spécifiées par les constructeurs

2. Moyens à mettre en oeuvre limitant les contraintes d'immunité

Ce phénomène de réamorçage est lié à la présence de capacités de jonction interne entre anode et gâchette (C_{AG}) et entre gâchette et cathode (C_{GK}) (Figure 12a). Lors d'un fort (dV/dt) aux bornes du composant, il y a apparition d'un courant dans ces capacités parasites suivant l'équation 2. Selon le rapport de ces deux capacités, un courant sur la gâchette du composant apparaît (Figure 12b).

$$I_C = C\frac{dV}{dt}$$ **Équation 2**

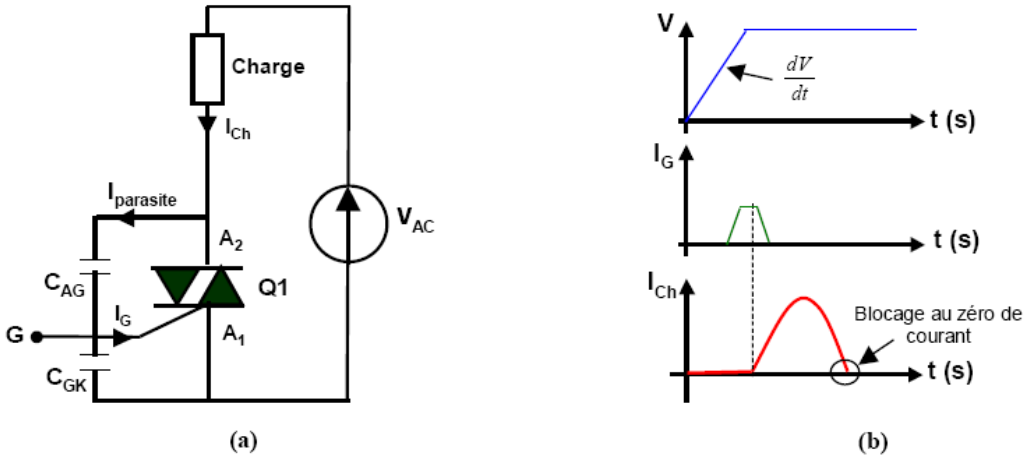


Figure 12 : (a) Capacités parasites d'un TRIAC – (b) Amorçage du TRIAC lors d'une variation rapide de la tension à ses bornes

Ces variations de tension peuvent venir de phénomènes externes à l'application, mais proviennent généralement de la commutation des interrupteurs. Pour une charge très inductive, à l'instant où l'interrupteur se bloque à l'annulation du courant, la tension du secteur s'applique aux bornes du TRIAC (ou du thyristor). Cette tension sera d'autant plus importante que la charge sera inductive. La variation de tension va dépendre de la capacité de jonction du composant en polarisation inverse de la jonction PN entre l'anode et la cathode. Quand le composant est bloqué, le comportement est semblable à la jonction PN. Cette capacité varie en fonction de la tension inverse appliquée sur l'interrupteur (Figure 13). Cette valeur n'est généralement pas fournie par le constructeur, mais elle est de l'ordre du picofarad.

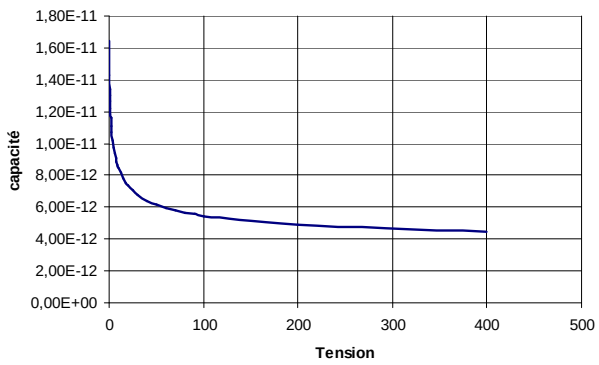


Figure 13 : Evolution de la capacité de jonction d'un thyristor en fonction de la tension au bornes de l'interrupteur

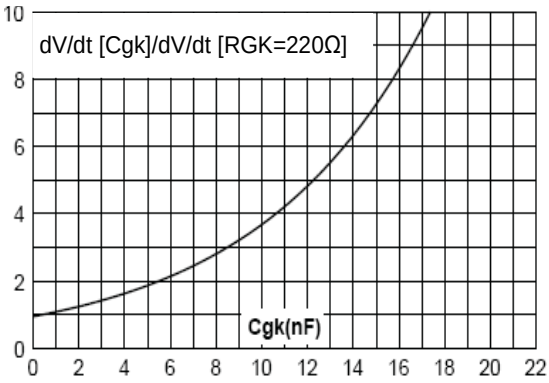


Figure 14 : Variation du $(dV/dt)_s$ du thyristor TS420

Lorsque l'interrupteur n'est pas commandé, la notion de $(dV/dt)_S$ statique a été définie par les constructeurs. Pour améliorer la tenue en $(dV/dt)_S$ statique des thyristors, la solution est d'ajouter une résistance R_{GK} ou une capacité C_{GK} entre la gâchette et la cathode, pour dévier les courants parasites. La robustesse en $(dV/dt)_S$ est liée à la valeur de la résistance R_{GK} ou du condensateur C_{GK}. Plus la résistance R_{GK} diminue, plus la tenue en $(dV/dt)_S$ augmente. En contre partie, le courant de gâchette I_G augmente, ce qui va à l'encontre de la réduction de l'énergie de commande. La solution d'ajouter un condensateur ne présente pas cet inconvénient, mais n'est envisageable que pour les thyristors. En effet, l'ajout de cette capacité sur un TRIAC pose des problèmes de fonctionnement pouvant le détruire. Le tableau 2 montre l'amélioration qu'apporte la capacité C_{GK} sur la tenue en tension du thyristor X0203. On peut remarquer que la capacité C_{GK} ajoutée au thyristor rend ce dernier insensible aux contraintes d'immunité normative.

Température	25°C	110°C
Thyristor X0203	2 V/µs	0 V/µs
X0203 + C_{GK}	>1000 V/µs	900 V/µs

Tableau 2 : Tenue en tension du thyristor X0203 avec et sans capacité C_{GK}

Lorsque l'on souhaite arrêter l'interrupteur, celui-ci est plus sensible au réamorçage que lorsqu'il n'est pas commandé. Dans ce cas, est définie la tenue en $(dV/dt)_C$ critique de l'interrupteur par les constructeurs. Pour une charge résistive, on ne note pas de problème. La tension s'annule en même temps que le courant, donc le (dV/dt) est très faible. Lors d'un fonctionnement sous charge inductive, la tension du réseau de distribution est appliquée et son amplitude dépend alors du déphasage introduit par la charge. Les formes d'ondes de la figure 15 montrent ce phénomène lors de l'utilisation de deux thyristors tête-bêches. Lors du blocage de la structure, le courant dans la charge s'annule et la tension du réseau de distribution est réappliquée aux bornes des thyristors. Comme la variation de la tension appliquée est supérieure à la tenue en $(dV/dt)_C$ critique des thyristors, le thyristor, qui était bloqué, se met en conduction. La charge que l'on souhaitait déconnecter du réseau électrique, se retrouve à nouveau alimentée.

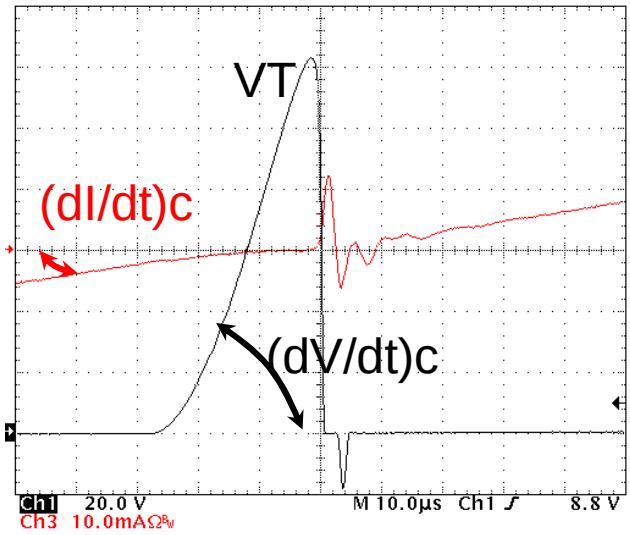


Figure 15 : Réamorçage par (dV/dt)C d'un thyristor

Pour éviter tout réamorçage intempestif du TRIAC lorsque la commande est supprimée, les constructeurs fournissent des abaques, définissant le couple $(dV/dt)_C$ / $(dI/dt)_C$. Ces valeurs sont tributaires de la température de jonction. Plus la température de jonction est élevée, plus les valeurs de variations de courant et de tension critique diminuent. Afin de rendre le TRIAC plus robuste, la solution est de connecter un circuit RC (« snubber ») en parallèle (Figure 16), le condensateur C permettant d'atténuer la variation de tension (Figure 17). L'inconvénient est que des composants R et C hautes tensions sont volumineux.

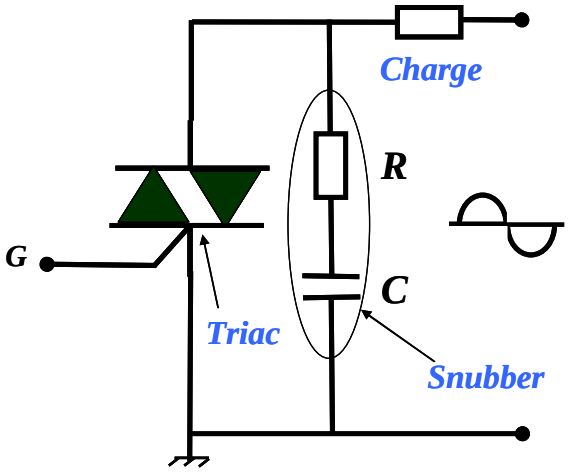


Figure 16 : Ajout de « snubber » au TRIAC

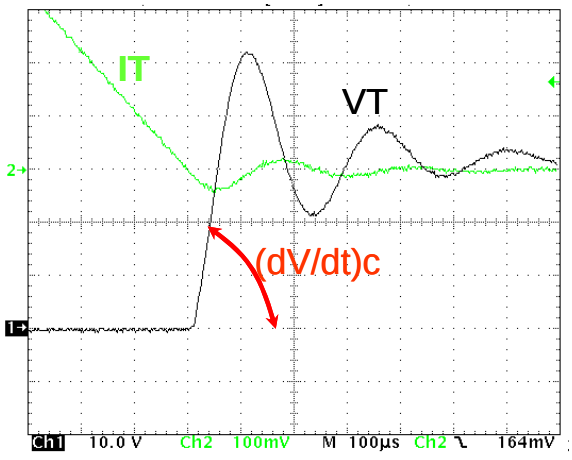
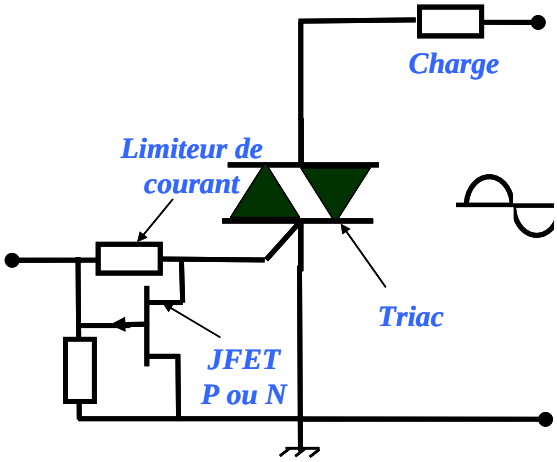


Figure 17 : Réduction du dV/dt à l'ouverture du TRIAC

Une autre solution consiste à réduire les courants parasistes. En court-circuitant les capacités parasites, on doit pouvoir éviter d'ajouter un « snubber » volumineux. Ce court-circuit est réalisé à l'aide d'un composant JFET comme le montre la figure 18. Lorsqu'il n'y a pas de commande, le composant JFET conduit et court-circuite la capacité parasite C_{GK}. Lorsqu'une commande est appliquée, le composant JFET se bloque et le TRIAC peut être amorcé.



Température	25°C		110°C	
dV/dt en V/µs	direct	inverse	direct	inverse
TRIAC: Z00607MA	40	160	16	42
Z00607MA + JFET P	350	>1000	150	100
Z00607MA + JFET N	>1000	800	340	100

Figure 18 : Ajout d'un JFET au TRIAC **Tableau 3 : Tenue en tension avec et sans JFET**

Le tableau 3 montre la tenue en tension obtenue pour différentes configurations (TRIAC seul, TRIAC associé à un JFET P, TRIAC associé à un JFET N). L'association JFET-TRIAC permet de répondre aux normes à 25°C. Nous allons nous servir de ces résultats pour analyser d'un point de vue immunité les solutions développées.

D. Analyse d'un point de vue C.E.M. de solutions mises en œuvre réduisant la consommation d'énergie de commande

Toutes les solutions étudiées sont basées sur les structures de type TRIAC ou thyristor. Si le courant de gâchette appliqué à un TRIAC est insuffisant lors de l'annulation du courant de charge, une discontinuité apparaît sur ce courant. Le courant de gâchette I_G doit être supérieur au courant de déclenchement noté I_{GT} tant que le courant de charge est compris entre le courant de maintien noté I_H et le courant d'accrochage noté I_L (Figure 19). Ces valeurs sont spécifiées par les constructeurs. Ce phénomène de discontinuité est commun à toutes les solutions étudiées et son analyse permet d'identifier si la structure présente des problèmes de compatibilité électromagnétique.

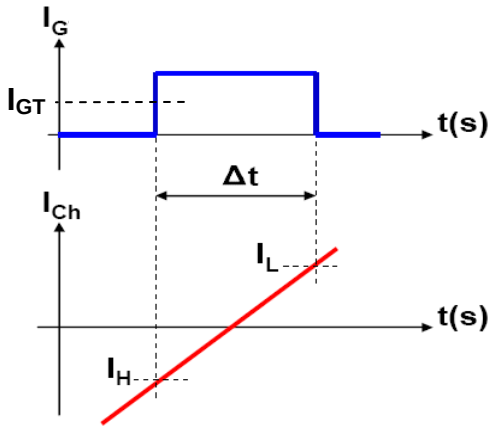


Figure 19 : Temps minimal de l'application de I_{GT} pour une conduction en pleine onde

1. Energie de commande de l'interrupteur issue directement du secteur

Cette solution consiste à prendre l'énergie de commande sur le réseau alimentant la charge. Dans ce cas, l'information de commande est réduite soit à une impulsion, soit à un signal de

commande équivalent à la tension de grille d'un MOSFET. Le premier cas correspond à un fonctionnement en mode bistable, une impulsion vient amorcer l'interrupteur et une autre impulsion vient la bloquer. Entre les deux impulsions, la structure doit rester passante.

a) Bistable à « déphasage »

Cette structure est une association de deux thyristors et d'un TRIAC avec un circuit RC (R_1, C) qui déphase à 90° le courant de gâchette par rapport à la tension secteur. Ce dispositif permet de garantir un courant suffisant afin d'éviter une discontinuité du courant de la charge à chaque passage par zéro (Figure 20) [10]. Si la charge est résistive, l'annulation du courant de charge va correspondre à un maximum du courant de gâchette. Il n'y aura alors pas de discontinuité si le courant de gâchette est supérieur au courant de déclenchement I_{GT}. Mais, lorsque le facteur de puissance de la charge change, le courant de gâchette peut devenir inférieur au courant I_{GT}, ce qui a pour conséquence une discontinuité du courant de charge.

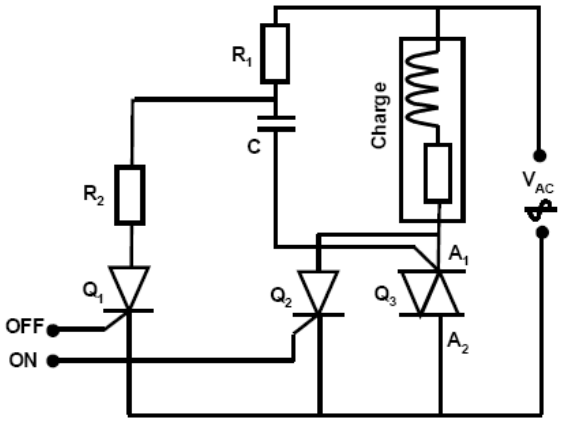


Figure 20 : Schéma du bistable à « déphasage »

L'étude des phénomènes de discontinuité présentée dans la première partie, a montré qu'il n'y avait pas de conséquence sur l'émission conduite d'interférences électromagnétiques pour des charges inductives. Seules les charges résistives posaient des problèmes. Pour assurer la continuité du courant de puissance, les éléments constituant le circuit déphaseur (R_1, C) doivent tenir compte de la charge. Cette condition est définie par les équations 3 et 4.

$$I_{g0L} = \frac{V_{Min} \times \sqrt{2}}{\sqrt{R_1^{\,2} + \frac{1}{(C \times \omega)^2}}} \times \sin\left(\varphi + \text{Arcsin}\left(\frac{I_L}{I_{RMS}}\right) + \text{Artan}\left(\frac{1}{R_1 \times C \times \omega}\right)\right) > 1.5 \times I_{GT} \qquad \textbf{Équation 3}$$

$$I_{g0H} = \frac{V_{Min} \times \sqrt{2}}{\sqrt{R_1^{\,2} + \frac{1}{(C \times \omega)^2}}} \times \sin\left(\varphi - \text{Arcsin}\left(\frac{I_H}{I_{RMS}}\right) + \text{Artan}\left(\frac{1}{R_1 \times C \times \omega}\right)\right) > 1.5 \times I_{GT} \qquad \textbf{Équation 4}$$

Les valeurs (R_1, C) sont calculées afin que le courant de gâchette I_G soit supérieur au courant de déclenchement I_{GT}, lorsque le courant de la charge la plus inductive s'annule. Ces valeurs déterminent le courant I_G qui est utilisé pour toutes les autres charges. La figure 21 illustre le fait que,

pour les charges résistives (φ = 0), le courant de gâchette est forcément maximal et supérieur à l'I_{GT}. La détermination du couple de valeur (R_1, C) doit prendre aussi en compte la puissance dissipée dans R_1.

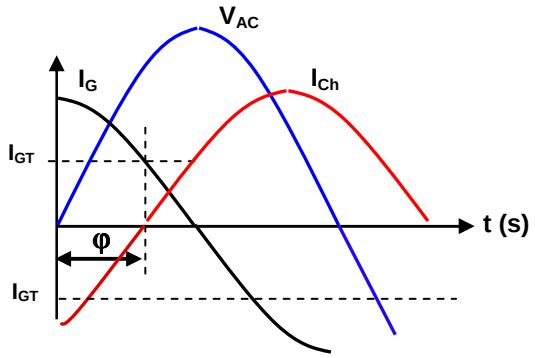


Figure 21 : Déphasage du courant de gâchette

Cette solution ne pose pas de problème d'un point de vue CEM en émission conduite. D'un point de vue immunité, le TRIAC choisi n'a pas besoin d'être à faible consommation, il n'est donc pas sensible aux variations de tension (Tableau 1). Les critères CEM satisfaits, il reste encore des critères de fonctionnement à satisfaire. En effet, cette structure ne se bloque pas correctement sur les charges fortement inductives.

b) Bistable à lecture de tension

Le principe de ce bistable est basé sur la détection du changement de tension aux bornes d'un TRIAC, en chargeant positivement ou négativement un condensateur C pour assurer l'auto-entretien de la structure. Le TRIAC Q_1 est alors commandé en fonction de la polarité du condensateur C par le biais de thyristors secondaires Q_2 et Q_3 qui fournissent le courant de gâchette via le réseau (Figure 22) [11].

La résistance R a pour rôle de limiter le courant dans l'émetteur de T_2 ou T_3. Les transistors T_1 et T_2 ou T_3 et T_4 vont permettre de décharger le condensateur dans la gâchette de Q_2 ou Q_3 selon l'alternance du réseau. Les transistors Q_2 ou Q_3 rechargent le condensateur C dans le sens opposé de la charge précédente et lorsque la tension aux bornes de C a atteint la tension de seuil de D_1 ou D_2, le TRIAC Q_1 s'amorce par le courant fourni par Q_2 ou Q_3, selon l'alternance de la tension du réseau.

Pour que l'interrupteur commence à commuter, il est nécessaire d'appliquer une tension sur l'entrée ON et une tension nulle sur l'entrée OFF. Cette configuration permet de charger le condensateur et de débuter les cycles d'auto-entretien de l'interrupteur. Pour bloquer la structure, il faut appliquer une tension sur l'entrée OFF et une tension nulle sur l'entrée ON. Cette phase décharge la capacité. Pour éviter de perturber le condensateur par le circuit de commande pendant le fonctionnement du bistable, il est nécessaire que la gâchette soit mise en haute impédance. Pour cela, les entrées ON et OFF doivent être à une tension nulle. Cette condition bloque respectivement T_5, T_6 et T_7.

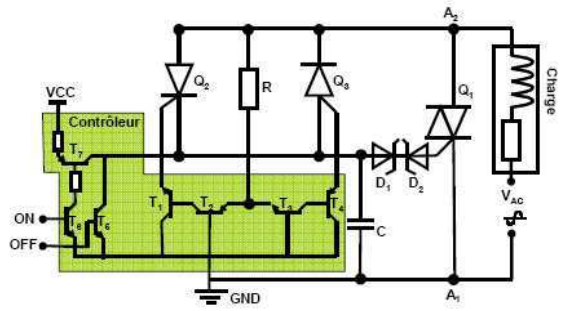


Figure 22 : Schéma du bistable à lecture de tension

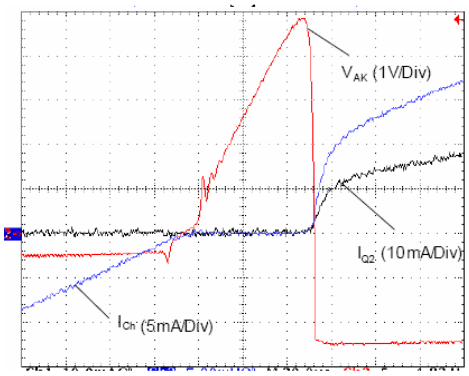


Figure 23 : Discontinuité du courant pendant la phase d'auto-entretien du bistable (Base de temps : 20µs)

L'immunité de la structure aux variations de tension va être fonction du choix du TRIAC Q_1. Le courant de commande étant fourni par le réseau, le TRIAC est choisi avec des caractéristiques constructeurs en (dV/dt) statique respectant à la norme d'immunité conduite.

L'émission conduite de perturbations électromagnétiques est alors à vérifier. La détection de l'annulation du courant dans la charge par le changement de polarisation du condensateur C n'est pas instantanée. Le courant dans la charge reste à zéro quelques microsecondes, le temps de recharger la capacité et d'atteindre le seuil des diodes zeners (D_1, D_2) (Figure 23). Un compromis doit être fait pour dimensionner la résistance R. D'une part, cette résistance ne doit pas être trop importante pour fournir le courant nécessaire à la saturation des transistors à faible tension du secteur et permettre au condensateur C de fournir suffisamment de charges pour amorcer rapidement l'un des thyristors. D'autre part, lorsque le bistable est bloqué, cette résistance doit être suffisamment élevée pour limiter le courant de fuite issu du secteur et circulant en permanence à travers la charge, la résistance R et les transistors. Le choix de la résistance va dépendre d'un compromis CEM/courant de fuite.

En supposant que la valeur du condensateur C est suffisante pour fournir la quantité de charge nécessaire à l'amorçage des thyristors Q_2 ou Q_3, l'amplitude de la tension du réseau réappliquée dépend alors de la valeur de la résistance R, des gains des transistors et du courant de déclenchement des thyristors (Equation 5 et 6).

$$\frac{V_{Max_réseau} - V_{BE}}{Z_{CH} + R} = I_{Fuite} \qquad \textbf{Équation 5}$$

$$\frac{V_{AC}(t) - V_{BE}}{Z_{CH} + R} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\beta_2}\right)} \times (1 + \beta_1) = 1.5 \times I_{GT} \qquad \textbf{Équation 6}$$

Avec :

- $\mathbf{Z_{CH}}$: *Valeur de la charge AC utilisée dans l'électroménager*
- **R** : *Résistance limitant le courant de polarisation des Transistors*
- $\mathbf{ß_1}$: *Gain des transistors T_2 et T_3*
- $\mathbf{ß_2}$: *Gain des transistors T_1 et T_4*

Pour amorcer les thyristors à faible niveau de tension secteur, minimiser la durée discontinue du courant et ainsi limiter le bruit CEM, le gain des transistors doit être élevé. La figure 24 issue des

équation 5 et 6 définit, pour un gain de transistors de 100, l'amplitude minimale de la tension secteur nécessaire à l'amorçage des thyristors, suivant la sensibilité des thyristors et l'impédance totale, constituée de la résistance R (résistance de polarisation des transistors) plus la charge AC. Sur ces graphiques, la valeur du courant de fuite maximale (V_{AC_Max} = 390V) est aussi indiquée. Pour réamorcer les thyristors à faible tension secteur à chaque annulation du courant de charge, les gains des transistors doivent être les plus élevées possibles, l'I_{GT} des thyristors Q_2 - Q_3 et la résistance R doivent être les plus faibles possible. Or, plus la résistance R est faible, plus le courant de fuite est élevé.

Nous présentons, ici, la démarche choisie pour faire un compromis entre le courant de fuite et la minimisation de la durée de discontinuité du TRIAC Q_1. En choisissant un courant de fuite de 600 µA efficace (courant de fuite de la plupart des circuits de commande) et en supposant l'impédance de la charge AC négligeable par rapport à la résistance R, la figure 24 nous fournit donc une valeur de R égale à 390 kΩ (valeur normalisée dans la série E12). De plus, avec un thyristor Q_2 de type X0202 dont l'I_{GT} mesuré est de 1 mA, l'amorçage de ce dernier aura lieu pour une tension secteur de 6,4 Volts. En comparant avec la figure 23, nous voyons que l'amorçage du thyristor a lieu pour une tension secteur d'environ 5,5 Volts. La durée de discontinuité du courant correspondante est d'environ 50 µs (Figure 25), ce qui coïncide avec la mesure. L'étude présentée dans la première partie a montré que dans le cas de la lampe de 120 W, la norme d'émission conduite est respectée, lorsque la durée de discontinuité de courant est de 50 µs et le di/dt est inférieur ou égale à 2000 $A.s^{-1}$.

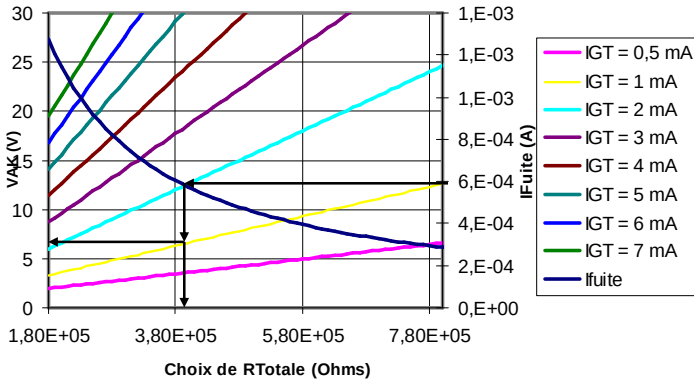


Figure 24 : Choix de la résistance R en fonction de la sensibilité des thyristors et de l'amplitude de la tension secteur avec β = 100

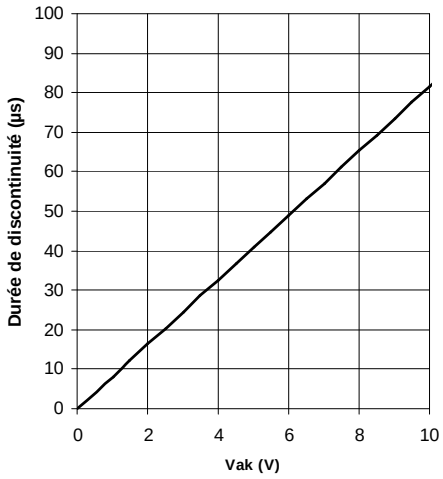


Figure 25 : Correspondance entre la tension d'amorçage et la durée de discontinuité du courant

Le compromis entre le courant de fuite et la minimisation de la durée de discontinuité du courant dépend donc de R et du choix des thyristors Q_1 et Q_2. Les choix de conception de ce bistable ont des conséquences directs sur les pertes en mode « veille » et les perturbations CEM.

2. Energie de commande de l'interrupteur fournie par une alimentation externe

Pour limiter le courant moyen appliqué sur la gâchette du TRIAC, l'interrupteur peut-être commandé par une impulsion de courant seulement au moment où le courant dans la charge s'annule. Cette solution nécessite de détecter le passage par zéro du courant et de mettre en oeuvre une commande suffisamment rapide pour limiter les discontinuités de courant. Voici deux approches possibles fonctionnant à courant de commande faible.

a) Interrupteur à détection V_{AK}

La tension du secteur apparaît aux bornes du TRIAC à chaque ouverture de ce dernier. La commande au zéro de courant est donc effectuée en détectant l'évolution de cette tension. La figure 26 montre un exemple de réalisation de cette détection. Une image de la tension aux bornes du TRIAC (V_{AK}) est obtenue via un pont résistif. La figure 27 montre la discontinuité du courant obtenue avec ce montage.

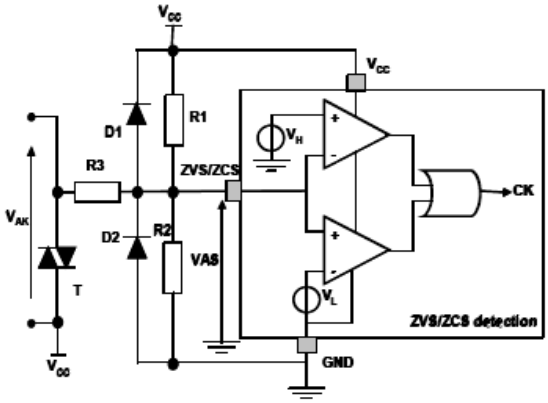


Figure 26 : Exemple de réalisation pour détecter l'annulation de I_{Ch}

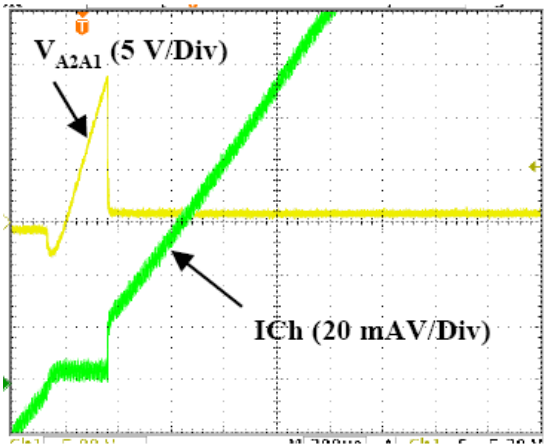


Figure 27 : Discontinuité du courant I_{Ch} au passage par zéro

L'annulation du courant I_{Ch} est détectée lorsque la tension issue du pont résistif (V_{AS}) devient supérieure ou inférieure à deux seuils de détection (V_H et V_L). Le niveau de détection de la tension aux bornes du TRIAC doit être, d'une part, le plus faible possible pour limiter les perturbations électromagnétiques et d'autre part, supérieur à la tension seuil du TRIAC, lorsque celui-ci est passant (≈ 1,5 Volts). Les valeurs des résistances R_1, R_2, R_3 déterminent le niveau de détection de la tension aux bornes du TRIAC. La résistance R_3 est connectée au secteur, lorsque le TRIAC est ouvert. Pour réduire les pertes de cette résistance (< 0,25 W), celle-ci devra être supérieure à 280 kΩ. De plus, le courant consommé par le comparateur doit être le plus faible possible de manière à ne pas perturber le pont résistif. Les équations 7 et 8 définissent les résistances R_1 et R_2 en fonction de la tension de détection V_{AKTH} et R_3.

$$\begin{cases} R_1 = \dfrac{K \times V_{DD}}{V_{OFFSET} - K \times V_{DD}} \times R_3 \\ R_2 = \dfrac{V_{OFFSET}}{V_{DD} - V_{OFFSET}} \times \dfrac{\dfrac{K \times V_{DD}}{V_{OFFSET} - K \times V_{DD}}}{1 + \dfrac{K \times V_{DD}}{V_{OFFSET} - K \times V_{DD}}} \times R_3 \end{cases}$$

Équation 7

Équation 8

avec

$$K = \frac{V_H - V_L}{2 \times V_{AKTH}}$$

Équation 9

$$V_{OFFSET} = \frac{V_H + V_L}{2}$$

Équation 10

On peut noter qu'à l'ouverture du TRIAC sous une charge inductive, la tension du réseau de distribution est appliquée aux bornes du TRIAC, avec un taux de croissance important. La tension V_{AS} atteindra donc les seuils de détection plus rapidement que dans le cas d'une charge résistive. Dans ce cas, le circuit de détection doit être suffisamment rapide de manière à diminuer le temps entre l'instant de détection de l'augmentation de la tension et l'instant où l'impulsion de courant est appliquée sur la gâchette du TRIAC, ceci pour éviter des fronts de tensions et une discontinuité du courant I_{ch} important.

La durée de l'impulsion est réglée de manière à satisfaire tous les cas de fonctionnements. L'équation 11 définit la durée de discontinuité du courant en fonction du seuil de détection. Avec un seuil de détection de 5 V, la durée de discontinuité du courant est d'environ 50 µs. Il reste à vérifier pour cette durée le respect des normes d'émissions conduites en fonction de la charge. L'étude présentée dans la première partie a montré que la norme d'émission conduite est respectée pour toutes les charges, lorsque la durée de discontinuité de courant est de 50 µs.

$$\Delta T = \frac{1}{2 \times \pi \times f} \times \mathrm{Arsin}\left(\frac{V_{AKTH}}{V_{AC_{RMS}} \times \sqrt{2}} \right)$$

Équation 11

avec V_{AKTh} le seuil de détection

et V_{ACrms} la tension efficace du secteur

La solution de commander seulement avec une impulsion de courant permet de réduire considérablement le courant moyen en utilisant toujours des TRIACs peu sensibles au (dv/dt) statique. Cette configuration ne présente donc pas de problème majeur d'un point de vue immunité.

b) Solutions avec des thyristors

Pour réduire l'énergie de commande des TRIACs, une des solutions est l'utilisation de thyristors sensibles, c'est-à-dire à très faibles I_{GT} (50 à 200 µA). Ces thyristors seront montés en

antiparallèle pour faire fonctionner une charge dans les deux sens de polarité du courant I_{Ch}, en résolvant le problème de la référence de commande. La solution proposée est d'utiliser deux thyristors sensibles dont la commande se fait à partir de la même référence, grâce à un circuit appelé "Level-Shifter" (Figure 28) [12]. La mise en conduction, au passage par zéro du courant, est fonction des résistances R_{GK} pour la première alternance et R_{FG} pour l'autre. Pour éviter toute discontinuité du courant, leurs valeurs sont définies en fonction des paramètres du circuit. La figure 29 montre la discontinuité du courant selon l'alternance.

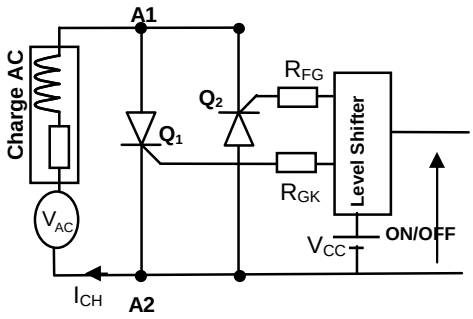


Figure 28 : Solution à deux thyristors sensibles

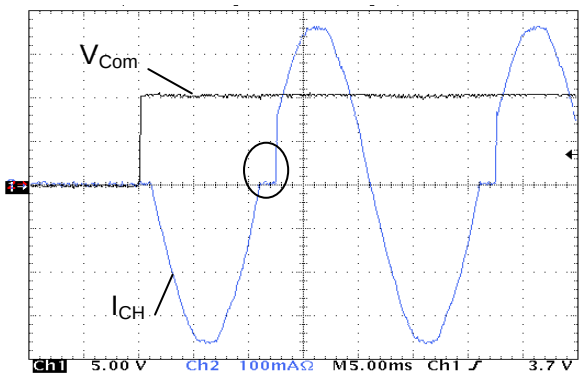


Figure 29 : Discontinuité du courant I_{Ch} au passage par zéro

Pour la première alternance, notons que le courant de déclenchement du thyristor Q_1 dépend seulement de la résistance R_{GK} et de l'alimentation (Equation 12). Dans ce cas, il n'y aura pas de problème de compatibilité électromagnétique, si l'on maintient un courant de gâchette suffisant durant tout le temps de fonctionnement.

$$R_{GK} \leq \frac{V_{CC}}{1.5 \times I_{GT}}$$ **Équation 12**

Pour la seconde alternance, le courant de déclenchement du thyristor Q_2 dépend de R_{FG} et de l'impédance de la charge. La résistance R_{FG} est donc calculée en fonction de l'impédance de la charge et du courant de déclenchement dans le pire cas, c'est-à-dire lorsque l'alimentation secteur est nulle (Equation 13). Pour éviter toute discontinuité du courant de puissance, nous voyons que plus l'impédance de la charge est importante, plus la valeur de l'I_{GT} du thyristor et de la résistance R_{FG} doit être faible. La figure 30, issue de l'équation 13, permet de déterminer la résistance R_{FG} en fonction de l'impédance de la charge et du courant de gâchette. Le thyristor Q_1 peut être choisi avec un I_{GT} inférieur ou égal à 400 µA (sachant que la plupart des charges rencontrées dans l'électroménager ont une impédance comprise entre 200 et 6kΩ). La résistance R_{FG} est alors fixée en fonction de la charge afin que le courant ne présente pas de discontinuité.

$$R_{FG} \leq \frac{V_{CC} - |Z_{Ch}| \times 1.5 \times I_{GT}}{1.5 \times I_{GT}}$$ **Équation 13**

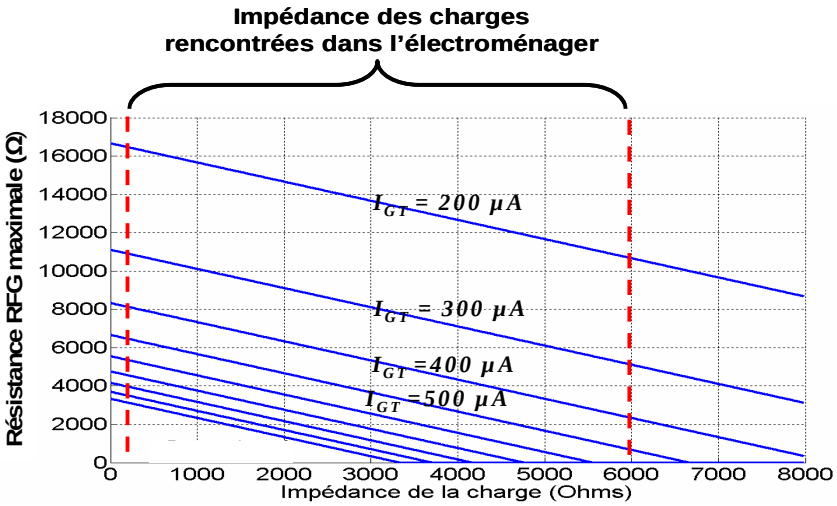


Figure 30 : Détermination de R_{FG} en fonction de la charge et du courant gâchette

Notons enfin qu'un thyristor sensible (faible I_{GT}) a pour inconvénient d'avoir une faible tenue en (dV/dt) statique et (dV/dt) critique. Dans le cas de la mise OFF de l'interrupteur, lors d'un fonctionnement sous charge inductive, la tension du réseau de distribution est appliquée sur les deux thyristors. Suivant la tenue en (dV/dt) critique des thyristors, il y a un risque de réamorçage de la structure. Nous avons vu précédemment que dans ce cas, ces problèmes d'immunité peuvent être évités en ajoutant une capacité C_{GK} entre la grille et la cathode.

E. Conclusion

Les solutions développées pour minimiser l'énergie de commande doivent respecter les normes CEM. La prise en compte de ces contraintes oriente le dimensionnement des circuits développés. Dans certain cas, il faut faire un compromis entre pertes et CEM afin d'éviter l'utilisation de filtres à ajouter au circuit. La modélisation du courant absorbé de ces circuits et son analyse spectrale permet de prévoir les perturbations électromagnétiques conduites émises. Cette modélisation est fonction du (di/dt) de la phase d'amorçage de l'interrupteur qui est actuellement difficile à déterminer. Ceci fera l'objet de future investigation dans le but d'éviter d'avoir recours à de multiples essais permettant de mesurer ce (di/dt). Les contraintes d'immunité sont aussi à prendre en compte, leurs respects orientent le choix du composant, ou nécessitent d'ajouter un circuit annexe.

Pour les quatre solutions proposées, chacune présente des avantages et des inconvénients. Le bistable à déphasage consomme peu d'énergie de commande, mais présente des pertes de l'ordre du watt dans le circuit déphaseur. Cette solution ne fonctionne que pour les charges résistives et très faiblement inductives. Le bistable à lecture de tension a besoin d'une énergie de commande encore plus faible que la solution précédente, mais elle consomme un courant de fuite permanent qui est fixé en fonction de la discontinuité souhaitée. Il y a alors un compromis à faire entre perte et CEM. L'interrupteur à détection V_{AK} est tributaire de son circuit de détection. Cette solution ne peut pas fonctionner pour des courants trop faibles. De plus les conséquences CEM sont à surveiller. La solution à thyristors est intéressante pour un courant I_{GT} très faible. Cette solution fonctionne quelle

que soit la charge, mais sa tenue en tension est faible et nécessite un circuit annexe. Il est difficile de choisir une de ces solutions, la phase suivante va aider à les départager. L'étape suivante consiste à intégrer les circuits développés pour obtenir un seul composant pour l'utilisateur. La solution à thyristors présente l'avantage d'utiliser des composants issus de la même technologie. Les problèmes de cette phase seront plus des problèmes de physique du composant et de coûts.

D'autre application du domaine électroménager nécessite l'utilisation de filtrage. La partie suivante étudie les interrupteurs utilisés dans le cas des variateurs de lumière, afin de supprimer les filtres en aval permettant au système de respecter les normes CEM d'émission conduite.

III. Variateur de lumière

A. Contexte

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à la réduction de la taille des circuits de l'électronique de puissance dans les équipements industriels et domestiques, en insérant de nouvelles fonctions dans les interrupteurs. Actuellement, les recherches menées concernent essentiellement le développement de composants semi-conducteurs adaptés à la réalisation de diverses fonctions interrupteurs. Ces fonctions interrupteurs sont destinées à rendre les applications grand public (230V/50Hz) compatibles avec les normes CEM, en s'affranchissant du filtrage usuel. Le coût, l'encombrement et le poids de la partie filtrage sont des handicaps non négligeables. De nombreuses applications avec un réglage de puissance existent. Cependant, celles orientées vers l'éclairage domestique sont principalement concernées par le dispositif étudié. L'objectif est de commander une charge non inductive d'une puissance maximale de 500W, à partir du réseau 230V/50Hz sans effectuer de filtrage, ni d'isolation galvanique, avec un amorçage commandé par réglage de phase, grâce à un signal carré comme le montre la figure 31. Des travaux précédents [13] ont montré qu'en agissant sur la forme des courants en commutation dans les applications 50Hz, les perturbations électromagnétiques pouvaient être réduites afin de supprimer à termes les filtres. Il a été démontré qu'une des meilleures commutations à phase linéaire consiste à adopter un signal de forme sinusoïdale. L'élimination du filtre imposé par les forts (di/dt) et (dv/dt) peut être envisagée de manière préventive, en maîtrisant la vitesse de variation du courant lors des commutations. Les deux parties suivantes présentent deux approches différentes permettant de contrôler la commutation à l'amorçage, l'ouverture étant laissée spontanée.

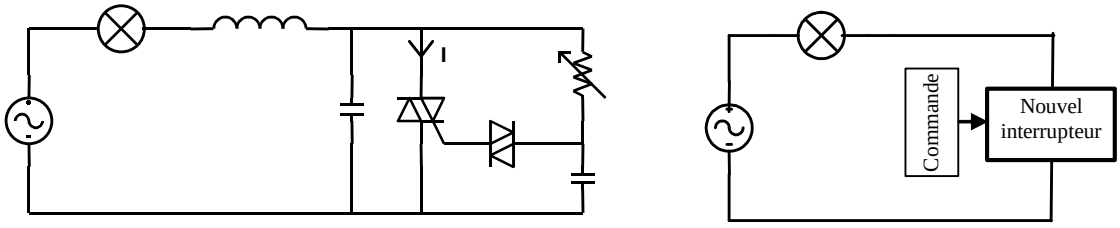


Figure 31 : Variateur de lumière avec et sans filtrage

B. Variateur de lumière à IGTH (Insulated Gate THyristor)

Ce travail s'est effectué en collaboration avec le laboratoire du LAAS de Toulouse (Pr J. JALADE) dans le cadre du DEA de Nicolas NOIROT [14]. Il s'inscrit dans la continuité d'un travail déjà commencé au laboratoire par D. MAGNON. Le LAAS a mis au point un nouveau type de composant dont la forme du courant commuté est contrôlable. Ce composant est représenté à la figure 32 et 33. Le travail à effectuer consistait à mettre en œuvre la commande adéquate de ce nouveau dispositif. La démarche a été d'adapter les commandes classiques de type RC en tenant compte des spécificités de l'IGTH, tout en se servant d'analyses temps-fréquence à chaque essai [15]. Cette analyse permet de déterminer les instants perturbateurs pour une fréquence donnée.

1. Fonctionnement de l'IGTH

Le principe de fonctionnement est de combiner de 2 interrupteurs : un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) pour sa facilité de commande et pour son contrôle du (di/dt) et un thyristor pour sa faible chute de tension en conduction. Le thyristor retient l'attention compte tenu de ses propriétés intrinsèques : robustesse, tenue aux surcharges, faible coût, facilité de commande. Si, pour les composants discrets, la commande à l'amorçage est appliquée sur la base P, il est tout à fait envisageable, dans une structure intégrée, de faire cette commande par la base N. Cette commande peut être appliquée par un transistor MOS (Metal Oxide Semiconductor) à canal N. On constate alors que l'association du transistor MOS d'amorçage avec la section PNP du thyristor peut constituer un IGBT, si la section NPN est momentanément court-circuitée. Ce court-circuit commandable peut être obtenu au moyen d'un autre transistor MOS. L'ensemble du dispositif, représenté à la figure 32, est alors dénommé IGTH (Insulated Gate THyristor) [16].

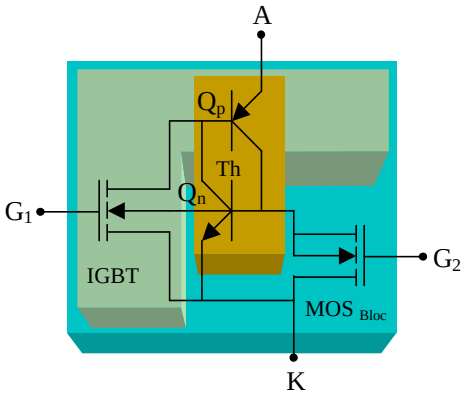


Figure 32 : Schéma d'un IGTH intégré

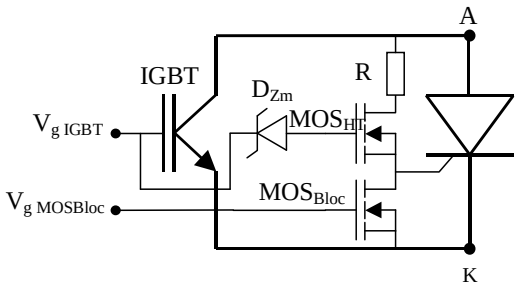


Figure 33 : Structure choisie pour l'IGTH discret.

Pour les tests, une structure discrète équivalente, représentée à la figure 33, a été utilisée de manière à pouvoir changer un composant en cas de besoin. Les éléments constitutifs ont été choisis en conformité avec les caractéristiques et la technologie des premiers prototypes d'IGTH monolithiques. L'ensemble a donc le même comportement qu'un l'IGTH monolithique. Dans cette association parallèle, le thyristor et l'IGBT ne doivent pas conduire en même temps. Il faut inhiber le fonctionnement du thyristor lors de la commande de fermeture de l'interrupteur, afin de laisser l'IGBT prendre à son compte la commutation. L'IGBT doit être commandé de manière à obtenir une mise en conduction progressive.

Durant une séquence de fonctionnement décrite à la figure 34, il faut en premier lieu inhiber le fonctionnement du thyristor. Pour cela, on sature le transistor MOS_{Bloc} à l'instant t_1 (Figure 33). On peut alors déclencher la commutation grâce à l'IGBT à l'instant t_2 sans craindre l'amorçage du thyristor. Le courant croît dans l'IGBT, en fonction de la tension de grille V_{g_IGBT}. Lorsque V_{g_IGBT} atteint un niveau suffisant, le transistor MOS_{HT} se met en conduction. A l'instant t_3 où le transistor MOS_{Bloc} n'est plus conducteur, le transistor MOS_{HT} alimente la gâchette du thyristor. Le thyristor et l'IGBT conduisent alors tous les deux et il n'est plus nécessaire de maintenir l'IGBT en conduction. A

l'instant t_4, l'impulsion de commande V_{g_IGBT} retombe et seul le thyristor conduit. Il s'arrêtera lorsque le courant I_{AK} deviendra inférieur au courant de maintien I_h du thyristor.

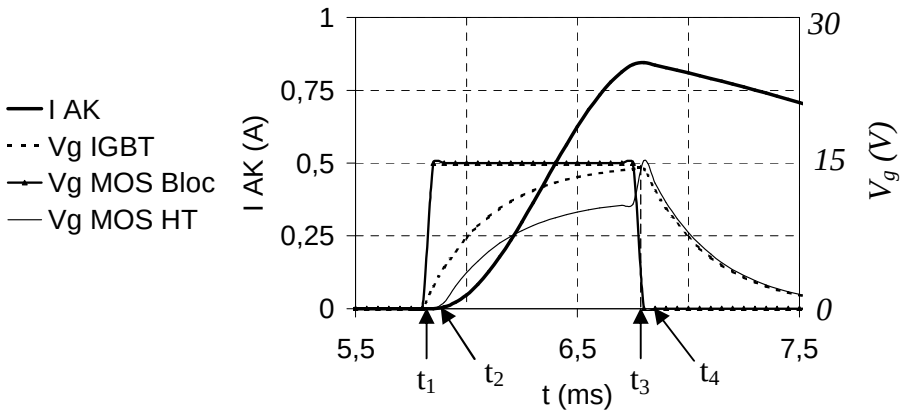


Figure 34 : Séquence de fonctionnement à commutation à la fermeture d'un IGTH.

2. Réalisation d'une commande contrôlant la commutation

Dans un premier temps, il faut réduire la source principale de perturbations, c'est à dire la commutation du courant prise en compte par l'IGBT. Un circuit d'interface de commande a été conçu de manière à pouvoir piloter l'IGTH grâce à un signal rectangulaire. Comme le montre la figure 35, cette interface génère les signaux de commande adéquats pour chaque composant, afin que le courant lors de la commutation de l'IGBT soit de forme sinusoïdale. Elle est constituée de deux parties qui agissent de manière quasi découplée sur le début et la fin de la commutation [17]. Une approche expérimentale a été choisie, guidée par une analyse temps/fréquence, pour l'élaboration de cette interface de commande.

Une solution, pour une mise en conduction progressive du composant, consiste à connecter un circuit R_GC_G sur la grille de l'IGBT. Cette méthode induit un fort retard à l'amorçage. Pour le diminuer, on ajoute au circuit précédent une diode Zener en série avec le condensateur C_G qui aura pour fonction de compenser la tension de seuil de l'IGBT. On distingue alors deux séquences de fonctionnement. La première est une croissance exponentielle de la tension de grille en fonction du temps jusqu'à ce que l'on atteigne la valeur de la tension Zener, avec une constante de temps $\tau_{G\ IGBT}$ égale à R_GC_{GK} avec C_{GK} la capacité parasite entre la grille et l'émetteur de l'IGBT. La seconde est une autre croissance exponentielle de la tension de grille avec une constante de temps τ_G égale à R_GC_G. Etant donné que C_G est très supérieur à C_{GK}, la constante de temps τ_G est donc très supérieure à $\tau_{G\ IGBT}$, un dimensionnement correct de la diode Zener minimise le retard à l'amorçage, tout en conservant une forme du courant à la mise en conduction satisfaisante.

La partie délicate du fonctionnement de cet interrupteur est la transition entre la fin de la conduction de l'IGBT et le début de la conduction du thyristor, qui provoque une discontinuité du courant commuté. A la mise en conduction du thyristor, un pic de tension apparaît sur la tension V_{AK},

ce qui est fortement préjudiciable sur le comportement C.E.M. de l'ensemble (Figure 36). Le montage débitant sur une charge résistive, le pic de tension affecte le courant. Malgré la faible valeur du saut de courant par rapport au courant coupé (environ 1%, soit environ 1mA), il contribue aux perturbations de manière non négligeable, puisque les simulations montrent un écart de 24,5 dBµV entre la commutation idéale et celle incluant une discontinuité de courant. Ce circuit ne permet d'améliorer la forme du courant qu'en début de commutation.

Afin d'adoucir la forme du courant en fin de commutation, nous avons cherché à augmenter l'effet « Miller » de l'IGBT. Une diode zener en série avec une diode classique a été ajoutée dans ce but. Cet ajout permet de saturer correctement l'IGBT et d'égaler les tensions V_{AK} du thyristor et de l'IGBT au moment de leur commutation. Le saut de courant observé et le pic de tension V_{AK} sont limités comme le montre la figure 36.

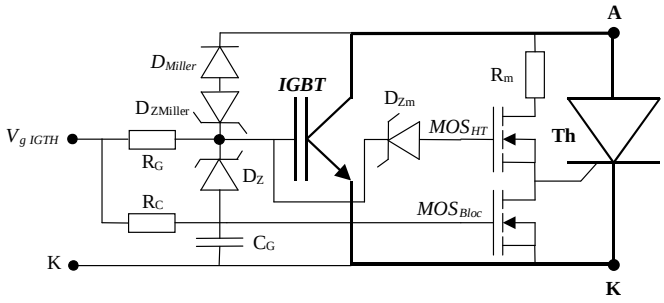


Figure 35 : Interface de commande pour obtenir une commutation sinusoïdale

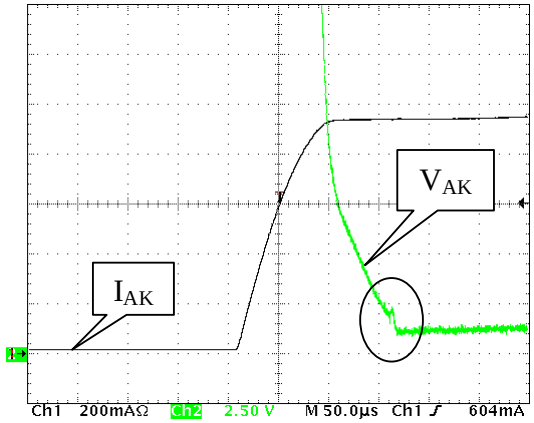


Figure 36 : Formes d'onde pour une commande utilisant l'effet Miller

Au final, cette interface permet d'avoir un courant quasi-sinusoïdal durant la commutation de l'IGBT à partir d'une tension en créneau (Figure 37). Cela permet au variateur de lumière de respecter les normes d'émission électromagnétique conduite, sans l'ajout d'un filtre.

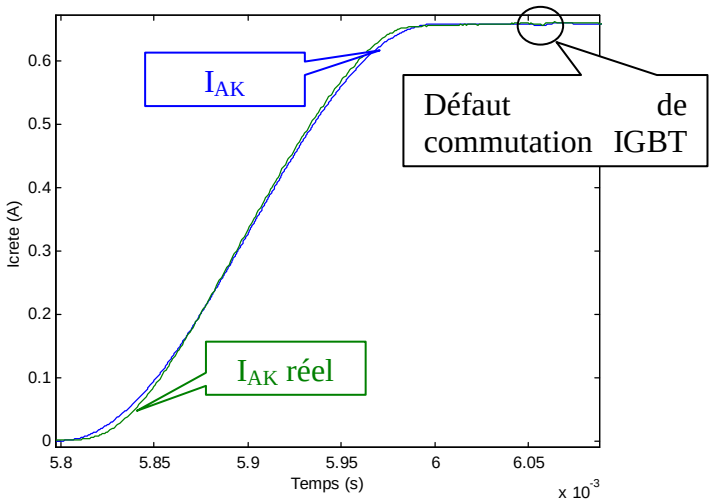


Figure 37 : Le courant commuté par l'IGTH comparé à une sinusoïde

3. Analyse de la commutation obtenue

Cette approche expérimentale a été guidée par des analyses temps/fréquence du courant commuté, à chaque modification apportée à l'interface de commande. Des simulations et des analyses de corrélation temps/fréquence ont permis de mettre en évidence les instants perturbateurs et d'en identifier les causes. Cette corrélation, entre la forme du courant au cours du temps et l'amplitude des perturbations générées à une fréquence donnée, est possible grâce à l'analyseur de spectre en mode « zero span » synchronisé avec le signal temporel étudié. La même corrélation est possible en simulation en appliquant une transformation temps/fréquence par transformation de Fourier locale par les méthodes de la transformée de Fourier à fenêtre glissante ou de transformée en ondelettes.

La transformée de Fourier à fenêtre glissante est réalisée en calculant la transformée de Fourier d'un signal sur lequel une fenêtre de troncature est appliquée [15]. Le spectre obtenu représente les composantes spectrales du signal, à l'instant temporel défini par la fenêtre de troncature. Cette transformée est calculée à partir de l'équation 14.

$$X(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\ g^{*}(t-\tau)\, e^{-2\pi i f t}\, dt$$ **Équation 14**

$\begin{cases} X(\tau, f) : \text{composantes spectrales de } x(t) \text{ à l'instant t,} \\ x(t) : \text{signal à analyser,} \\ \text{et } g^{*}(t) : \text{conjugué de la fenêtre de troncature.} \end{cases}$

La transformée en ondelettes a été développée pour palier le principal défaut de la transformée de Fourier à fenêtre glissante [18]. En effet, cette transformée adapte la taille de la fenêtre temporelle à la fenêtre analysée. Cette transformation est définie quant à elle par l'équation 15.

$$S(a, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{0}^{+\infty} o^{*}\left(\frac{t-\tau}{a}\right) s(t)\, dt$$

$\begin{cases} S(a, \tau) : \text{composante spectrale de } s(t) \text{ à l'instant } \tau, \\ a : \text{coefficient de dilatation image de la fréquence,} \\ o^{*}\left(\frac{(t-\tau)}{a}\right) : \text{ondelette conjuguée.} \end{cases}$ **Équation 15**

Ces analyses par corrélation temps/fréquence ont permis de découpler les influences des différents défauts de la forme d'onde du courant de manière qualitative. Comme le montre la figure 38, une première raie de faible amplitude marque la commutation sinusoïdale de l'IGBT. Cette raie est immédiatement suivie par une seconde marquant une mauvaise commutation entre l'IGBT et le thyristor. La troisième raie, en fin de conduction de l'IGTH, marque l'influence du courant de maintien I_h.

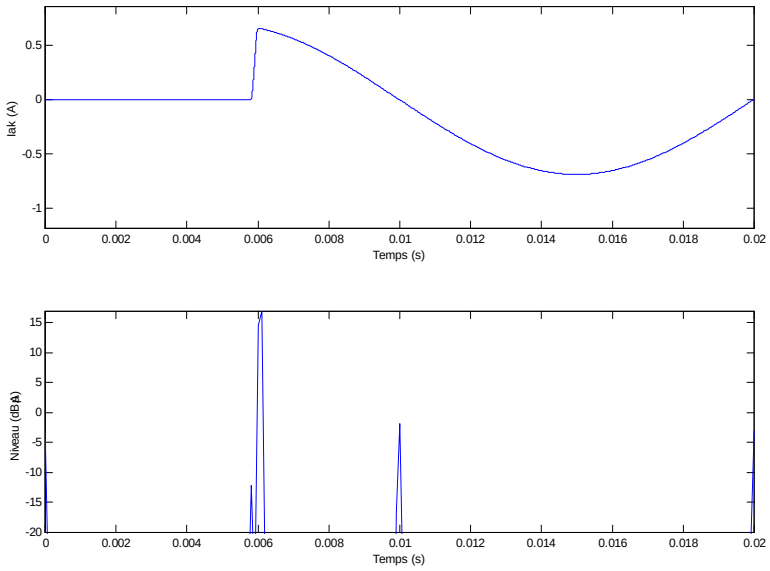
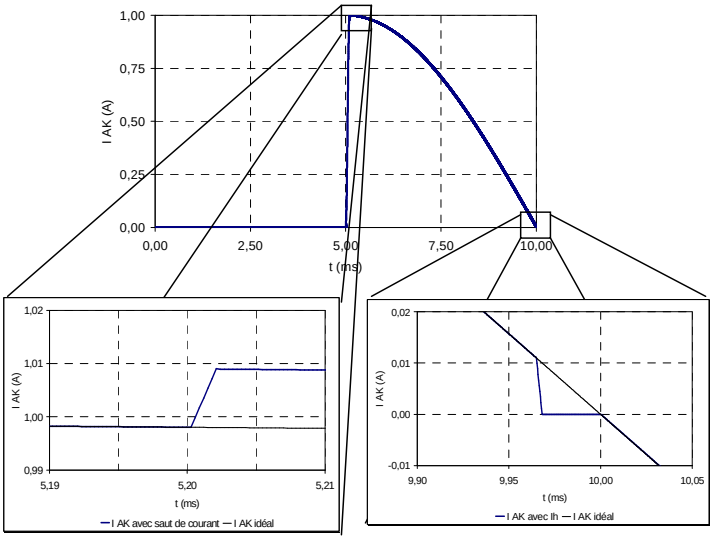


Figure 38 : Exemple de corrélation temps / fréquence sur une simulation de commutation sinusoïdale tenant compte des défauts du signal réel.

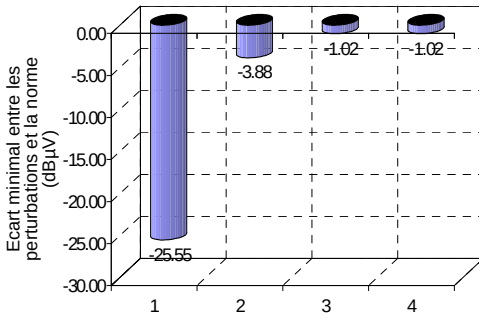
Des simulations ont permis d'évaluer les contributions des différentes imperfections représentées à la figure 39. La figure 40 résume les résultats des différentes simulations. Dans un premier temps, la commutation intervient sur une sinusoïde parfaite. Le courant de maintien I_h du thyristor a été ensuite ajouté, puis un défaut de commutation IGBT/thyristor (saut de courant d'environ 1 % de la valeur du courant maximal coupé).



Saut de courant à la commutation IGBT / Thyristor

Courant de maintien du Thyristor: I_h

Figure 39: ***Formes temporelles du courant.***



1- I_{AK} *idéal.*
2- I_{AK} *tenant compte du courant de maintien* I_h.
3- I_{AK} *tenant compte d'un saut de courant à la commutation IGBT/thyristor.*
4- I_{AK} *tenant compte du courant de maintien* I_h *et d'un défaut à la commutation IGBT/thyristor.*

Figure 40 : ***Résultats des analyses spectrales.***

Les diverses imperfections du signal limitent fortement les performances de l'ensemble. Il reste à agir sur la commutation IGBT/thyristor et sur le courant de maintien de la section thyristor. Le défaut, lié au courant de maintien, est fonction du thyristor. Il est donc encore possible de baisser les perturbations générées en jouant sur les caractéristiques du thyristor.

Cette approche expérimentale atteint ses limites. Le changement du thyristor a des conséquences sur l'interface de commande permettant la transition entre l'IGBT et le thyristor. Un travail de modélisation permettrait de simuler le comportement de l'IGTH en fonction des paramètres électriques des composants. C'est cette approche qui a été retenue pour la mise en œuvre d'un variateur de lumière à base d'un MBS (Mos Bidirectional Switch).

C. MBS

L'idée de base est de mettre en œuvre un nouveau composant de la famille des IGBTs dans le cas d'application de variateurs de lumière. La problématique est similaire aux choix de l'IGTH précédemment présenté, mais l'approche est différente. Ce travail a donné lieu à la thèse de Romain FERRAGUT [19] dans le cadre d'une convention CIFRE avec STMicroelectronics à Tours.

Le travail a consisté à développer une commande compatible CEM en tenant compte des variations de paramètres électriques. En effet, lors du procédé de fabrication, il peut y avoir une petite différence de ces paramètres d'un lot de fabrication à un autre. Le but est d'obtenir une commande qui soit peu sensible aux variations de ces paramètres.

1. Présentation du MBS

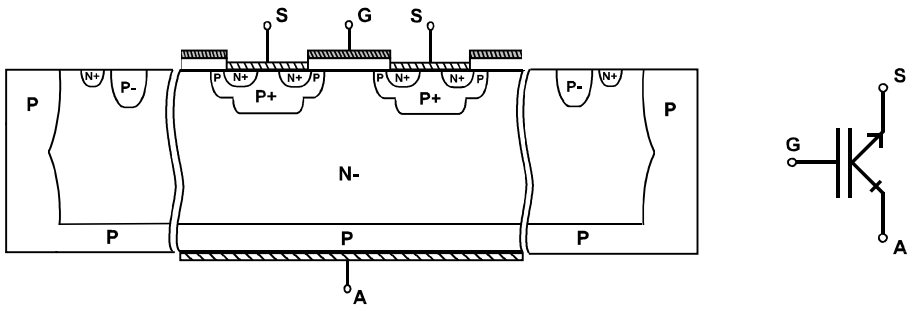
Les composants transistor MOS ou IGBT n'ayant pas une tenue en tension inverse suffisante pour être connectés tels quels sur le secteur, il s'ensuit la nécessité de les utiliser en série avec une diode afin d'obtenir un interrupteur statique bidirectionnel en tension. Cette solution présente l'inconvénient d'engendrer d'importantes pertes en conduction. Ceci a poussé la société STMicroelectronics à développer un nouveau composant bi-commandable à tenue en tension symétrique dédié aux applications secteur : le Mos Bidirectional Switch ou MBS.

La structure du MBS est basée sur celle des IGBT à base homogène. Celle-ci a en effet l'avantage de pouvoir supporter des tensions relativement élevées tout en ayant une faible chute de tension à l'état passant. Elle est, de ce fait, bien adaptée au contrôle de charges sur le secteur puisque les tenues en tension demandées sont de l'ordre de 600V. Cependant, ces IGBT à base homogène sont généralement incapables de bloquer une tension V_{AK} fortement négative.

Ce problème est écarté dans le cas du MBS en utilisant la technologie des caissons d'isolation, qui permet déjà d'assurer la tenue en tension inverse des thyristors. Ainsi, la zone active du MBS est entourée d'une zone de diffusion P traversant la plaquette. En conséquence, la jonction d'anode n'est plus plane comme dans les IGBT classiques, mais remonte le long de la puce et finit sur la face supérieure de la plaquette, sous une couche d'oxyde d'isolation. La terminaison de la jonction se trouve sous un oxyde épais et la jonction d'anode du MBS est ainsi capable de bloquer une tension négative élevée. La zone de charge d'espace de la jonction d'anode s'étend dans la base N^- du composant en lieu et place de la zone de charge d'espace de la jonction de cathode. Il en résulte une

symétrie des tenues en tension directe et inverse du composant. La figure 41a présente la structure MBS mise en oeuvre.

Mis à part le caisson d'isolation diffusé autour de la puce, la structure du MBS est identique à celle des IGBT à base homogène. Le comportement et le principe de fonctionnement du MBS sont en conséquence identiques à ceux des IGBT. Le symbole électrique du composant reflète cette parenté puisqu'il s'agit d'un symbole d'IGBT auquel est ajoutée une barre sur l'anode afin de symboliser la capacité de tenue en tension inverse du composant. Le terminal de contrôle du composant porte la dénomination de grille (G) tandis que les terminaux de puissance prennent respectivement les dénominations d'anode (A) et de source (S) (Figure 41b).



(a) (b)

Figure 41 : Coupe de la structure du MBS, le symbole électrique du composant

Les prototypes actuels de MBS ont été optimisés pour les applications basses fréquences sur les réseaux 110 V / 60 Hz et 230 V / 50 Hz. La structure a été dimensionnée pour une tenue en tension de 600 V et un courant maximal de 8 A. La chute de tension du composant est inférieure à celle du couple IGBT-Diode (environ 2V) puisqu'elle atteint 1,5 V à 8 A pour une tension de grille de 15 V. La solution est également intéressante d'un point de vue économique puisque la densité de courant maximale à 125°C du MBS est d'environ 0,6 A/mm² à comparer aux 0,3 A/mm² du couple IGBT-Diode [20].

2. Modèle électrique du MBS

Nous nous sommes intéressés à la modélisation du MBS à partir de paramètres électriques mesurables. Cette technique a l'avantage de faire le lien entre utilisateur et concepteur. En effet, le modèle obtenu permet de connaître l'incidence d'un paramètre de conception sur la forme du courant commuté, ce qui présente un intérêt pour l'industrie de la microélectronique de puissance. Ce travail de fond est nécessaire à la compréhension des mécanismes de commutation des interrupteurs de puissance. Il a permis de montrer l'influence de la dispersion des paramètres de conception sur le courant commuté. Ainsi, avec une commande classique, un variateur de lumière peut respecter les normes CEM avec un premier MBS et ne plus les respecter avec un autre MBS ayant des paramètres électriques légèrement différents.

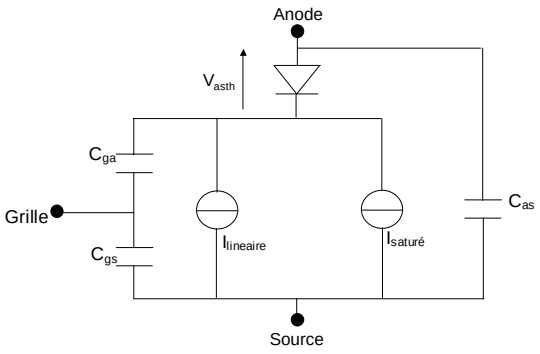


Figure 42: Les sources de courant de la représentation d'un MBS

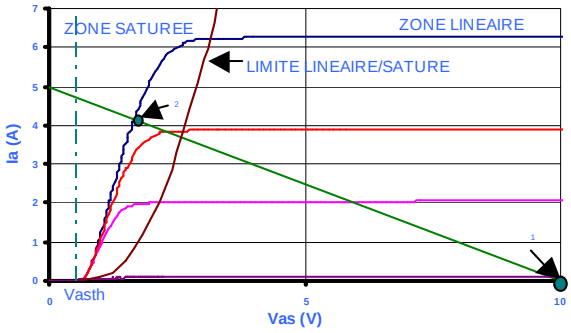


Figure 43: Caractéristique statique du MBS

La représentation électrique du MBS, représentée à la figure 42, est basée sur des paramètres électriques aisément mesurables du MBS: capacités parasites, caractéristique statique [21]. Nous avons modélisé le comportement du MBS avec deux sources de courant $I_{A_linéaire}$ et $I_{A_saturé}$ permettant de décrire respectivement la zone linéaire et la zone saturée de la caractéristique statique (Figure 43). Ces sources linéaire et saturée sont définies respectivement par les équations 16 et 17.

$$I_{A_linéaire} = B.(V_{GS} - A.V_{GSth})^N + I_{A_Early}$$ **Équation 16**

avec B=0.781 A=1.06 N=2.31

$$I_{A_saturé} = K.\left[(V_{GS} - V_{GSth}) - \frac{(V_{AS} - V_{ASth})}{2}\right].(V_{AS} - V_{ASth})$$ **Équation 17**

pour $0 \le V_{AS} \le V_{GS} - V_{GSth} + V_{ASth}$

La prise en compte des capacités parasites (la capacité Grille-Source (C_{GS}), la capacité Grille-Anode (C_{GA}) et la capacité Anode-Source (C_{AS})) permet quant à elle d'obtenir un comportement dynamique réaliste (Figure 46). La modélisation des capacités est effectuée en utilisant un tableau de mesures. Ainsi, en fonction de la tension aux bornes de la capacité, le tableau fournit la valeur de la capacité.

Afin d'améliorer la représentation de la zone saturée, nous nous sommes intéressés à la tension V_{ASth}. La structure du MBS comportant une jonction PN, cette jonction peut être représentée par une diode, lorsque le composant est passant [22]. La tension V_{ASth} ne peut donc pas être considérée comme une valeur fixe car elle dépend du courant I_A qui traverse le MBS (Equation 18). Les paramètres n et I_S sont ajustés afin d'obtenir un comportement représentatif. La prise en compte de la jonction PN du MBS a permis d'améliorer la précision de représentation de la tension déchet du composant.

$$V_{ASth} = n \cdot V_t \cdot \ln\left(\frac{I_A}{I_S}\right)$$ **Équation 18**

Afin d'améliorer la représentation dans la zone linéaire, nous avons pris en compte l'effet « Early ». En effet, dans cette zone, le courant n'est pas constant pour un V_{GS} donné, il croît légèrement lorsque la tension V_{AS} augmente. L'ajout de cette modification permet d'obtenir une meilleure précision au niveau des pentes des formes d'ondes (dI/dt, dV/dt).

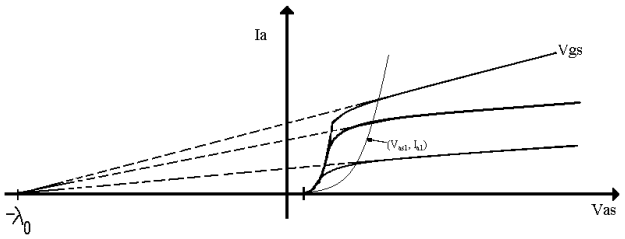


Figure 44: Tension d'Early

La représentation électrique a été validée par une cellule de commutation pour les conditions indiquées sur la figure 45.

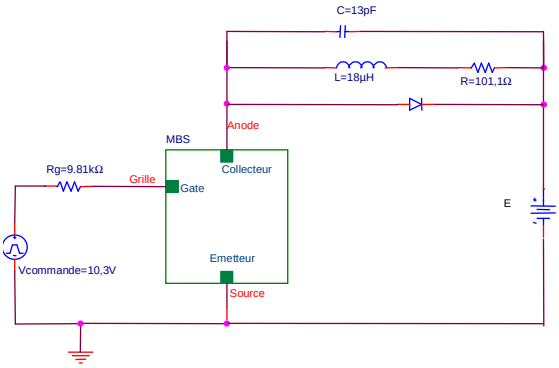


Figure 45 : Cellule de commutation

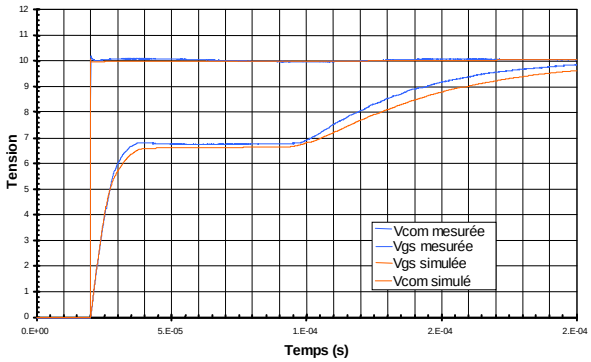


Figure 46 : Comparaison entre la simulation et la mesure de la tension de grille V_{GS}

L'effet « Early » et la représentation de la diode émetteur-base du transistor parasite PNP du MBS ont apporté des améliorations substantielles aux formes d'ondes obtenues de la commutation. Ces graphes, représentés à la figure 47, montrent une bonne concordance entre la réalité et la simulation. Les formes d'onde du courant commuté I_A et de tension V_{AS} sont très proches des valeurs mesurées. Seules la tension de grille V_{GS} s'écarte légèrement de la réalité après le début de la commutation. On remarquera, tout de même, qu'une fois le « plateau » de la tension V_{GS} terminé, cette erreur n'a plus d'influence car la commutation peut être considérée comme terminée.

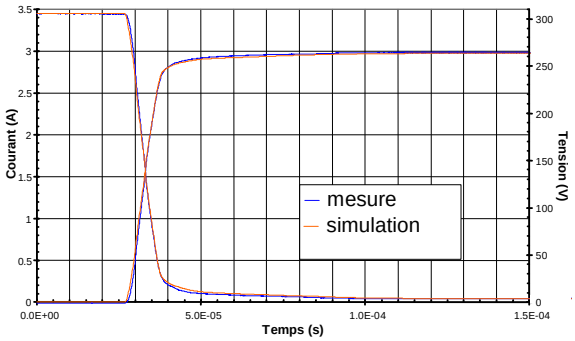


Figure 47: Comparaison entre modèle et mesure du courant I_A et de la tension V_{as}

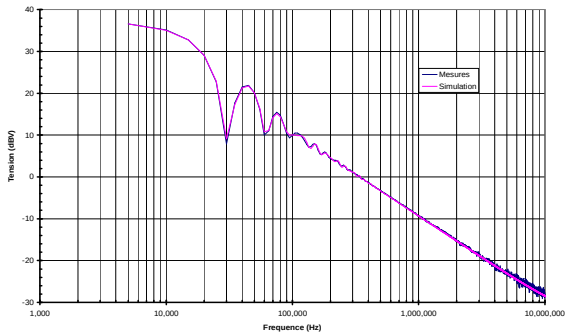


Figure 48: Comparaison entre les ondes fréquentielles simulées et mesurées de la tension V_{as}

L'erreur sur le calcul de l'énergie dissipée lors d'une commutation est de 4%. L'analyse fréquentielle des formes d'ondes donne l'erreur sur les harmoniques de la commutation, elle est

inférieure à 8% dans la gamme 10 kHz-10 MHz. L'erreur dans le domaine fréquentiel étant satisfaisante, on peut considérer que les perturbations générées par simulation du courant dans le MBS sont représentatives des perturbations du courant réel. La précision de la représentation ainsi obtenue est acceptable.

3. Commande de type RC pour une commutation sinusoïdale

D'après l'évolution des formes du courant présentée à la figure 47, le début de la commutation dépend essentiellement de la capacité grille-source C_{GS} associée à une résistance de grille R_G. L'augmentation du produit R_GC_{GS} a pour influence d'arrondir et de ralentir le début de la commutation. La transconductance intervient dans la rapidité de la commutation. La forme de la fin de la commutation est principalement liée à la capacité grille anode C_{GA}.

Pour passer les normes CEM en vigueur, une des solutions est d'augmenter la valeur de la résistance de grille pour obtenir un temps de commutation plus long et donc un (di/dt) plus faible. L'inconvénient de cette technique est qu'elle augmente la puissance dissipée. En choisissant une croissance sinusoïdale lors des commutations, nous savons que les pertes et le temps de commutation seront les plus avantageux pour passer la norme d'émission conduite (EN55015).

Le fait de masquer différentes capacités parasites par d'autres en parallèles est également une solution pour obtenir une commutation proche de la sinusoïde. De plus, les composants à ajouter peuvent être déterminés de façon empirique à l'instar du travail fait sur l'IGTH. Cela nécessite de nouveaux essais qui ne donnent pas une solution optimale. Une autre solution consiste à calculer ces capacités. Le modèle déterminé précédemment va permettre de calculer les composants à ajouter et de simuler l'ensemble pour analyser l'impact des fermetures des MBS sur la CEM d'un variateur de lumière.

a) Détermination du couple résistance et capacité de grille R_GC_G

Pour obtenir un début de commutation de forme sinusoïdale, nous avons déterminé la variation idéale de la capacité grille-source en fonction de la tension à ses bornes, pour une résistance de grille donnée. Le début de la commutation correspond au fonctionnement linéaire du MBS. A partir du modèle précédent et de la condition du courant commuté ($I_{A_lineaire}$) sinusoïdal, on aboutit à l'équation différentielle suivante :

$$-\frac{I_{max}}{2}(1-\cos(\omega.t))-C_{AS}.R.\frac{I_{max}}{2}.\omega.\sin(\omega.t)+K.\left[V_{GS}-A.V_{GSth}\right]^n+C_{GSoptimal}.\frac{dV_{GS}}{dt}+\frac{V_{GS}-V_{com}}{R_G}=0$$

avec V_{GS} qui dépend de C_G : **Équation 19**

$$V_{GS}=\left(A.V_{GSth}-V_{com}-\frac{C_{GA}(C_G+C_{GA})R_G^2R.I_{max}\omega^2}{2\left[1+\left(R_G(C_G+C_{GA})\omega^2\right)\right]}\right)e^{\frac{-1}{R_G(C_G+C_{GA})}}+\frac{C_{GA}(C_G+C_{GA})R_G^2R.I_{max}\omega^2}{2\left[1+\left(R_G(C_G+C_{GA})\omega^2\right)\right]}\cos(\omega.t)-\frac{C_{GA}R_GR.I_{max}\omega}{2\left[1+\left(R_G(C_G+C_{GA})\omega^2\right)\right]}\sin(\omega.t)+V_{com}$$

Équation 20

Les équations 19 et 20 sont fonctions de l'intensité maximale I_{max} du courant commuté, de la résistance de la lampe R du variateur de lumière, des paramètres caractérisant le MBS et du couple R_G $C_{GSoptimal}$ que l'on cherche à déterminer. La capacité optimale $C_{GSoptimal}=f(V_{GS})$, qui vérifie l'équation 19, est déterminée par résolution numérique. A partir de la capacité $C_{GSoptimal}$ trouvée, on détermine la capacité C_G à ajouter en parallèle entre grille et source (Figure 49). Nous avons modélisé cette capacité variable C_G par une diode zener ayant une tension zener proche de V_{GSth}, en série avec une capacité fixe ayant pour valeur le maximum de la courbe $C_G=f(V_{GS})$.

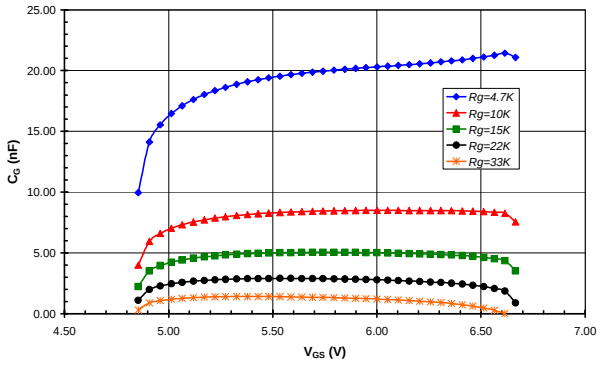


Figure 49: Calcul de Cg' pour différentes résistances de grille Rg, avec I_{max}=3,25A et R=100Ω

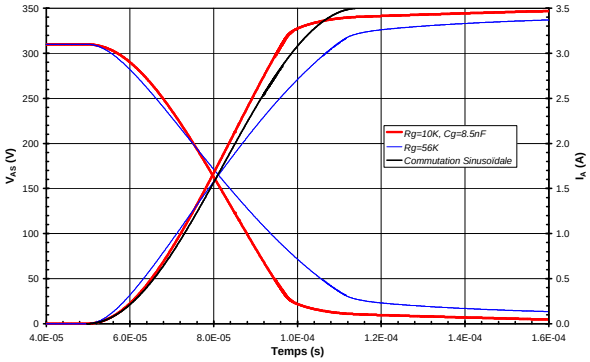


Figure 50 : Comparaison des formes d'ondes des courants et de la tension simulés avec un courant sinusoïdal

La capacité C_G connue, il convient de voir son influence d'un point de vue CEM sur la commutation des MBS. Nous avons simulé le cas du variateur de lumière afin de déterminer l'impact sur les perturbations. Pour évaluer les perturbations des courants issus de la simulation sur une période du réseau, nous avons eu recours à un programme Matlab® simulant le banc de mesure CEM, tout en respectant les spécifications imposées par les normes CISPR 6-1. Ce programme a été présenté dans la première partie du mémoire.

Nous avons choisi, dans le cas présenté, R_G=10 kΩ et C_G=8,5 nF. La figure 50 représente l'influence de cette capacité C_G sur le courant commuté lors de la mise en conduction. On constate que le courant coïncide en simulation avec le courant sinusoïdal en début de commutation. L'association zener-capacité permet de diminuer le niveau de perturbation (Figure 51). Cependant, nous ne sommes pas encore sous le gabarit de la norme pour les fréquences comprises entre 150 kHz et 300 kHz. Ce fait était attendu car quelle que soit la valeur de C_G, la forme du courant présente une cassure importante dans sa pente en fin de commutation par rapport à l'onde sinusoïdale.

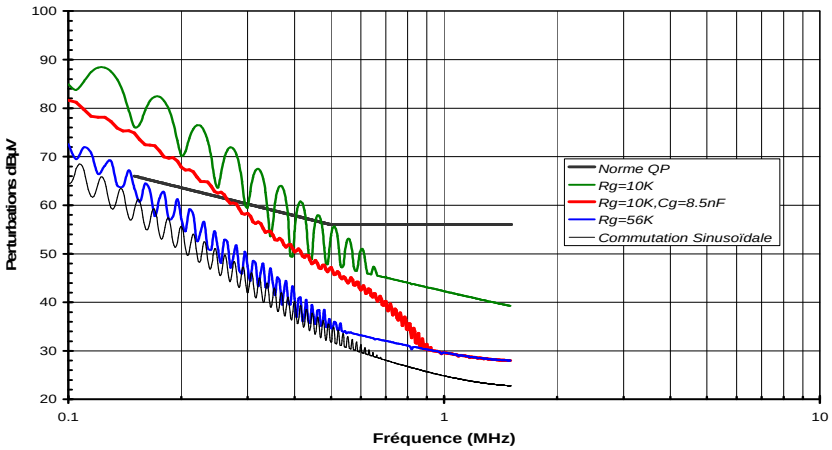


Figure 51: Niveaux de perturbations pour une résistance de grille Rg=33kΩ

b) Détermination de la capacité de grille-anode

Afin d'obtenir une fin de commutation sinusoïdale, il est intéressant de calculer l'évolution idéale de la capacité C_{GA}. La fin de la commutation correspond toujours au fonctionnement linéaire du MBS. Pour simplifier le calcul, on peut aussi considérer que C_{GS} est constant et C_{AS} négligeable. A partir du modèle précédent et de la condition du courant commuté ($I_{A_lineaire}$) sinusoïdal, on aboutit à l'équation différentielle suivante:

$$\frac{dC_{GA}(V_{AG})}{dt}(V_{GS}-V_{AS})+C_{GA}(V_{AG})\left(\frac{dV_{GS}}{dt}-\frac{dV_{AS}}{dt}\right)=\frac{V_{COM}-V_{GS}}{R_G}-C_{GS}\frac{dV_{GS}}{dt} \qquad \textbf{Équation 21}$$

L'équation 21 est fonction de la tension commutée V_{AS}, de la tension de grille V_{GS}, du couple résistance et capacité de grille R_GC_G, de la capacité intrinséque C_{GS} du MBS et de la capacité parasite entre la grille et l'anode C_{GA} que l'on cherche à déterminer. La tension commutée V_{AS} est définie par une fonction sinusoïdale, la tension de grille V_{GS} est définie par l'équation 20 contenant la condition du courant commuté sinusoïdal. La capacité optimale $C_{GAoptimal}=f(V_{AG})$, qui vérifie l'équation 21, est calculée par résolution numérique. On obtient une capacité qui évolue en fonction de V_{AG} représentée à la figure 52. Comme on peut l'observer sur cette figure, la capacité C_{GA} optimale présente l'inconvénient d'être plus faible que la capacité Grille-Anode du composant. L'ajout d'une capacité entre Grille et Anode, afin de s'approcher de la capacité idéale, est donc exclu.

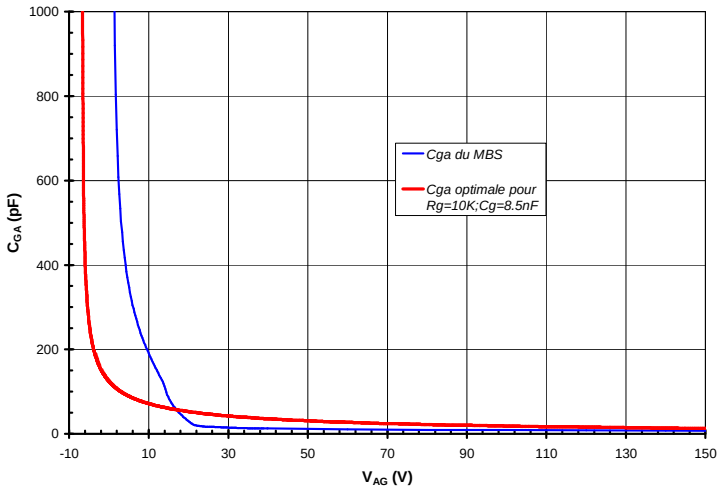


Figure 52 : Comparaison entre la capacité C_{GA} optimale et la capacité C_{GA} du MBS

Cependant, afin de valider les calculs effectués et vérifier la théorie, nous avons à nouveau simulé le variateur de lumière précédemment utilisé, en remplaçant la capacité C_{GA} du MBS par la capacité C_{GA} idéale. La figure 53 représente l'influence de cette capacité C_{GA} sur le courant commuté lors de la mise en conduction. On constate que le courant commuté est proche du courant sinusoïdal jusqu'à la fin de la commutation et l'entrée en saturation du MBS.

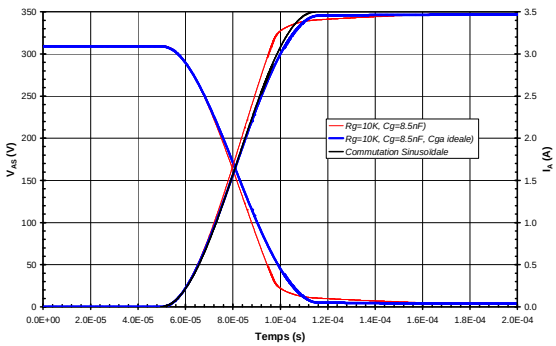


Figure 53 : Influence de la capacité C_{GA} idéale sur la commutation (simulations)

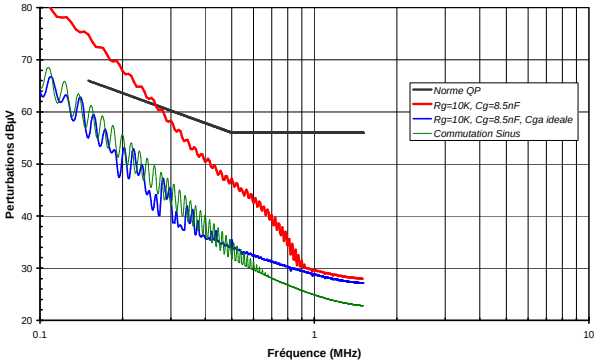


Figure 54 : Perturbations avec la capacité C_{GA} idéale (simulations)

Les perturbations générées par une telle commutation sont représentées à la figure 54. Les perturbations générées par le couple R_G-C_G optimal sont données à titre de comparaison. On constate que les perturbations coïncident jusqu'à 500kHz avec celles qui seraient générées par une commutation sinusoïdale. Au delà, les niveaux de perturbations obtenus sont légèrement supérieurs mais restent très largement en dessous de la norme.

Les formes d'ondes de commutation peuvent être efficacement contrôlées par le dimensionnement des capacités grille-source et grille-anode. Les valeurs de ces capacités peuvent être calculées connaissant les caractéristiques électriques de base du composant que l'on souhaite utiliser. Cependant, alors que la capacité C_G optimale semble aisée à réaliser en pratique, l'obtention de la

capacité C_{GA} optimale est quasiment impossible. En effet, sa valeur idéale est inférieure à la capacité parasite actuelle du MBS et son obtention remet en cause sa conception physique.

c) Mise en œuvre de la solution R_G-C_G

Nous avons mis en œuvre les différentes solutions (R_G = 10 kΩ - C_G = 8,5 nF optimisée pour le début de commutation et R_G = 18 kΩ - C_G = 8,5 nF respectant la norme CEM). Afin de déterminer le gain apporté par ce type de commande, nous avons comparé les pertes et les perturbations générées à celles obtenues avec une commande par simple résistance de grille satisfaisant les contraintes CEM (R_G = 56 kΩ). Le variateur réalisé commande une lampe à incandescence de 500W et le retard à l'amorçage est fixé à 6 ms. Les oscillogrammes obtenus ont des formes similaires aux simulations. La forme de courant obtenue pour la commande par résistance de grille seule (Courbe 1, Figure 55) présente un (di/dt) plus important en début de commutation que les deux autres formes d'ondes. Cependant, le (di/dt) est inférieur en fin de commutation à celui obtenu avec une commande R_G-C_G : le composant tarde à entrer en saturation.

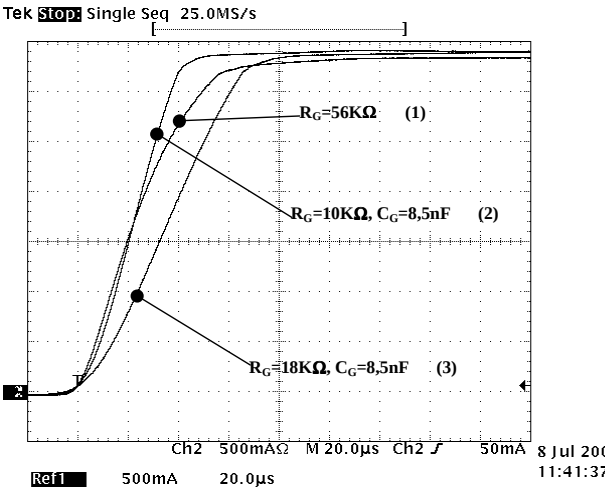


Figure 55 : Formes d'ondes expérimentales

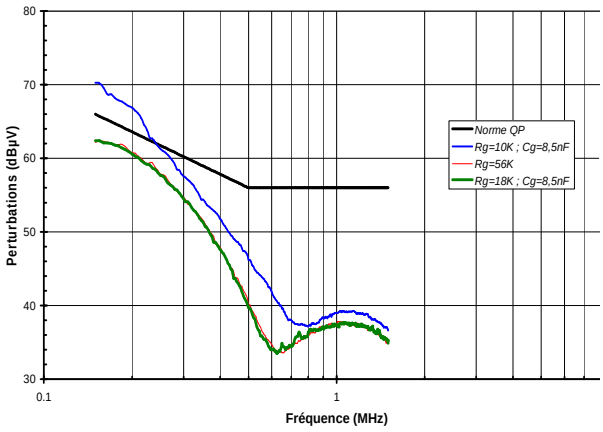


Figure 56 : Niveaux de perturbations mesurés

Le calcul des pertes donne une idée précise de l'amélioration apportée par une commande de type R_G-C_G. Ainsi, tandis que le variateur commandé par une résistance de grille (Courbe 1, Figure 55) dissipe 19,4 mJ lors d'une commutation, celui commandé par le réseau R-C 'compatible CEM' (Courbe 3, Figure 55) ne dissipe que 15,8 mJ soit une diminution des pertes par commutation de près de 18%. Cependant, on notera que l'obtention d'une forme de commutation sinusoïdale permettrait de réduire les pertes à environ 9 mJ, ce qui constituerait un gain de près de 50% par rapport à la commande par résistance de grille.

Les résultats des mesures de perturbations électromagnétiques confirment les résultats déjà obtenus en simulation. Les circuits de commande R_G = 56 kΩ et R_G = 18 kΩ-C_G = 8,5 nF permettent au montage de respecter les normes de compatibilité électromagnétique. La commande à R_G-C_G optimal (Courbe 2, Figure 55) ne permet pas, quant à elle, de respecter ces mêmes normes.

En comparant les figures 54 et 56, on peut remarquer que les niveaux de perturbations obtenus expérimentalement sont légèrement inférieurs aux résultats de simulation. Cette imprécision est principalement due aux inductances parasites du montage d'essai non prises en compte par nos simulations et qui tendent à lisser les formes de courant obtenues.

4. Réalisation d'une commutation optimisée indépendamment du MBS

a) Performance de la commande RC

L'optimisation de la commande RC permet de réduire les pertes par commutation. Cependant, les valeurs RC ont été calculées pour obtenir des performances optimales pour les paramètres électriques typiques du MBS. Or, ces paramètres peuvent varier d'un composant à un autre de quelques pourcents et évoluer en fonction de la durée de vie. Il faut donc vérifier l'impact de la dispersion des paramètres électriques du MBS. Les deux paramètres qui varient le plus pour ce type de composant sont la tension de seuil et la transconductance. Il y a souvent des variations de l'ordre de ±20% des valeurs de ces paramètres par rapport aux valeurs typiques. Deux composants ayant des valeurs extrêmes, vont donc avoir forcément des formes d'ondes différentes.

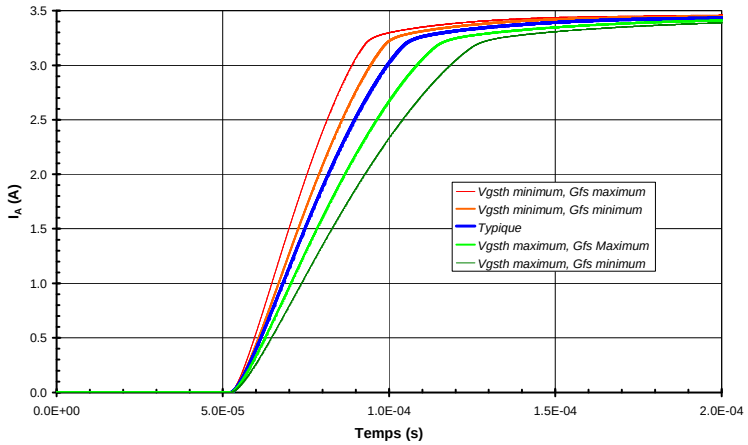


Figure 57 : Effet des variations de G_{FS} and V_{GSth} (±20%) sur le courant commuté (simulation, td=6ms, lampe 500W)

Plusieurs simulations ont été réalisées afin de déterminer la sensibilité de la commutation du courant en fonction des paramètres électriques de MBS différents. La figure 57 rassemble les résultats de simulations. Des variations de ±20% des paramètres électriques entraînent une variation de -31% à +60% des pertes. La commutation la plus lente est obtenue pour une valeur de transconductance minimale et une grande valeur de la tension de seuil. La commutation la plus rapide est obtenue pour la combinaison d'une grande valeur de transconductance et une faible valeur de tension de seuil. Nous avons pu conclure de ce travail que l'influence de la tension de seuil sur la forme de la commutation est plus importante que celle de la transconductance.

Afin de confirmer les résultats de simulation, deux MBS ayant des paramètres électriques très différents ont été mis en œuvre dans un variateur de lumière. Les valeurs respectives des tensions de

seuils et des transconductances sont présentées dans le tableau 4. Les formes d'onde mesurées confirment la simulation. Le temps de commutation du MBS 2 est 40% plus lente que le MBS 1. De même, les pertes avec le MBS 2 sont plus faibles de 14,4% par rapport au MBS 1. Ces résultats montrent que cette commande en tension de la grille du MBS est très sensible aux variations des paramètres électriques. Pour que le variateur de lumière passe les normes et ce quel que soit le MBS, le calcul des éléments R-C de la commande doit être choisi pour que le MBS, ayant une commande la plus rapide, ait une commutation optimale. Tous les autres MBS, ce qui représentent la majorité des cas, auront une commutation plus lente, avec pour conséquence d'augmenter les pertes par commutation.

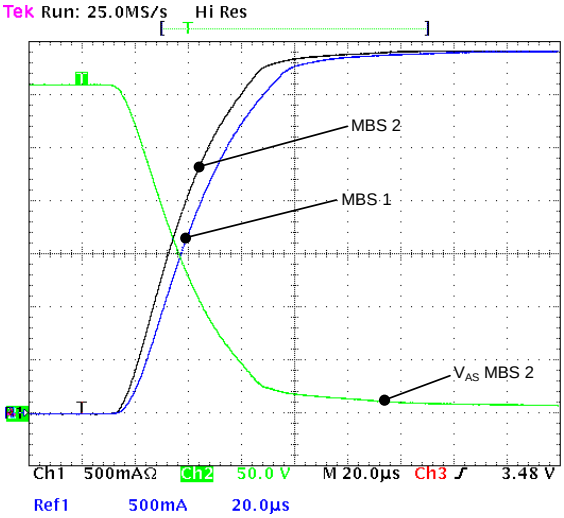


Figure 58 : Effets de la variation des paramètres sur le courant commuté (mesure, t_d=6ms, lampe 500W)

	V_{GSth}	Variation de V_{GSth}	G_{FS}	Variation de G_{FS}
MBS 1	4.7V		3.75S	
MBS 2	4.3V	-8.5%	4.35S	16%

Tableau 4 : Paramètres de tension de seuil et de transconductance des MBS utilisés en pratique

	Temps de commutation	Pertes par commutation
MBS 1	70.6µs	19.3mJ
MBS 2	42.3µs	12.3mJ
Déviation	-40%	-36%

Tableau 5 : Comparaison du temps de commutation mesuré et de pertes par commutation entre les 2 MBS

Ces résultats nous ont conduit à étudier une autre méthode de commande peu sensible aux variations des paramètres électriques. L'idée d'utiliser un asservissement de la forme du courant a été écartée car trop complexe pour ce genre d'application. La modélisation développée est suffisamment précise pour calculer la forme idéale de la tension et du courant de commande permettant d'obtenir une commutation sinusoïdale [23].

b) Commande idéale en tension

Le temps de commutation étant petit par rapport à la période du réseau, la tension d'alimentation peut être supposée constante pendant le temps de commutation. Dans ce cas, le variateur est équivalent à un hacheur fonctionnant sur une charge résistive. Un tel système a été simulé en ajoutant une boucle fermée, afin d'asservir la forme du courant, conduit par le MBS, à une forme sinusoïdale (Figure 59). L'erreur mesurée permet de piloter la tension de commande. Cette simulation permet de calculer rapidement la tension de grille optimale.

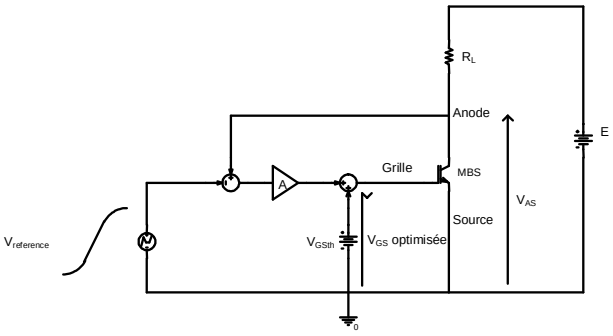


Figure 59 : Schéma utilisé pour calculer la tension de grille optimisée

Selon le retard à la commande souhaité, le niveau de tension d'alimentation est différent. La variation de l'instant de commande a une influence sur la tension de grille optimale et sur le temps de commutation. Deux possibilités d'optimiser la forme de la commutation existent alors. La première consiste à choisir le temps de commutation, afin de l'optimiser à l'instant le plus perturbateur (t_d = 6 ms) et de garder ce temps de commutation constant pour tous les autres cas. La seconde méthode consiste à optimiser le temps de commutation en fonction de l'instant de commande. Les figures 60 et 61 montrent l'évolution de la commande en tension optimale dans les deux cas.

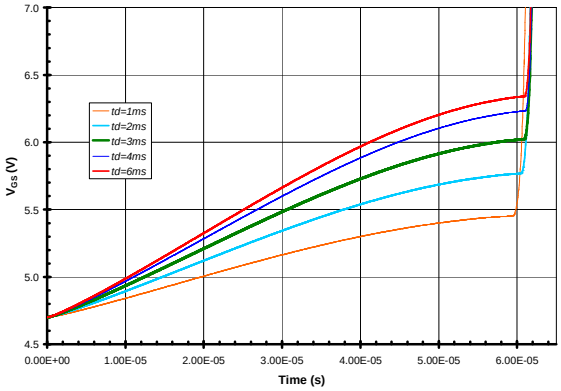


Figure 60 : Influence de l'instant de commutation sur la tension de grille optimale avec un temps de commutation constant (t_c = 65 µs)

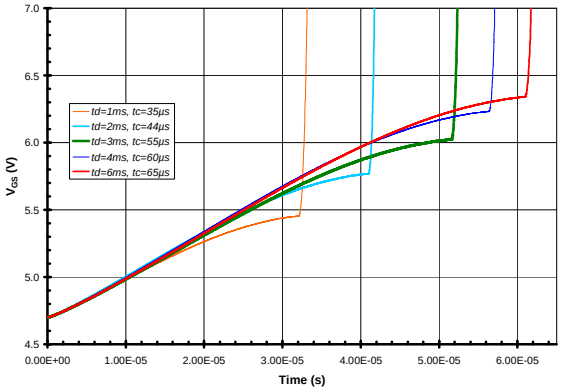


Figure 61 : Influence de l'instant de commutation sur la tension de grille optimale en fonction du temps de commutation

La commande qui semble la plus réalisable techniquement est la méthode à temps de commutation constant. La tension a une forme quasi-linéaire dont le coefficient directeur varie en fonction de l'instant de commande. Au début de la commutation, l'évolution de la tension V_{GS} optimale est linéaire. Puis, le dV_{GS}/dt diminue et la forme de la tension s'aplatie. A la fin de la commutation, le MBS a besoin d'être saturé et la tension V_{GS} augmente brutalement. Cette forme reste complexe à réaliser.

Avant de réaliser un tel montage, il est nécessaire de connaître l'impact de la dispersion des paramètres électriques des MBS, dans ces conditions. La commande optimale a donc été appliquée pour commander un MBS, ayant des variations de ±20% de la transconductance et de la tension de seuil par rapport aux valeurs typiques. L'évolution du courant commuté pour les valeurs extrêmes de

transconductance et de la tension de seuil est représentée à la figure 62. Le courant se retrouve totalement déformé, ce qui permet de conclure que ce type de commande n'est pas utilisable.

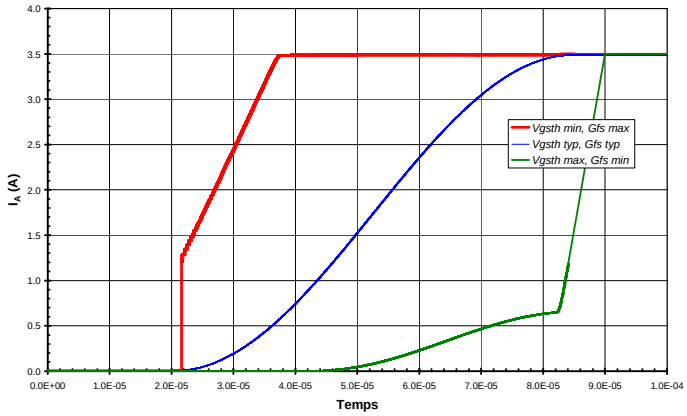


Figure 62 : Influence des paramètres électrique du MBS sur le courant commuté

c) Commande idéale en courant

Le même raisonnement peut être utilisé pour déterminer la commande optimale en courant garantissant une commutation quasi-sinusoïdale. Le courant commuté est asservi à une forme sinusoïdale et le courant de grille est piloté en fonction de cet asservissement. Le courant de grille I_G obtenu avec cette technique est trop bruité pour être utilisable.

Nous devons alors calculer le courant I_G optimal en utilisant les équations qui ont servi à modéliser le MBS. Afin de simplifier le problème, plusieurs hypothèses peuvent être avancées. La première concerne le temps de commutation qui peut être négligé devant la période du réseau. La deuxième consiste à considérer le système comme équivalent à un hacheur fonctionnant sur une charge résistive. Le MBS fonctionnant dans la zone linéaire de sa caractéristique statique pendant une grande partie de la commutation, la forme de la commutation peut être considérée comme entièrement fonction de la tension de grille (Equation 22). L'influence de la capacité C_{AS} est très faible et peut être négligée. La variation de la capacité C_{GS} en fonction de la tension de grille est très faible, ainsi cette capacité peut être supposée constante. Enfin, le courant traversant C_{GA} peut être négligé par rapport au courant dans la charge.

$$I_A = B \cdot (V_{GS} - A \cdot V_{GSth})^n \qquad \textbf{Équation 22}$$

Avant simplification, l'équation 23 définit la valeur du courant de grille. Si l'instant initial est défini pour la tension de grille V_{GS} égale à la tension de seuil V_{GSth} et si la tension V_{AS}, dV_{AS}/dt et la tension V_{GS} sont calculés pour avoir une forme sinusoïdale, l'équation de I_G se simplifie pour obtenir l'équation 24.

$$I_G(t) = C_{GS} \cdot {dV_{GS}}/{dt} - C_{GA}\left(V_{AS}(t) - V_{GS}(t)\right) \cdot {dV_{AS}}/{dt} + C_{GA}\left(V_{AS}(t) - V_{GS}(t)\right) \cdot {dV_{GS}}/{dt} \qquad \textbf{Équation 23}$$

$$I_G(t) = \omega_c \cdot \mathrm{Sin}(\omega_c \cdot t) \cdot \left\{ \begin{array}{l} E/2 \cdot C_{GA}(V_{AS}(t) - V_{GS}(t)) + (E + \lambda_0)/n \cdot \\ \cdot \sqrt[n]{\frac{I_{Max}}{2 \cdot B} \cdot (V_{AS\,Gfs} + \lambda_0) \cdot \frac{[1 - \mathrm{Cos}(\omega_c \cdot t)]^{1-n}}{\{\lambda_0 + E/2 \cdot [1 + \mathrm{Cos}(\omega_c \cdot t)]\}^{1+n}}} \\ \cdot [C_{GS} + C_{GA}(V_{AS}(t) - V_{GS}(t))] \end{array} \right\}$$

Équation 24

Les équations 23 et 24 sont fonctions de la pulsation de la commutation sinusoïdale ω_C, de la tension d'Early λ_o, de la tension V_{AS} au début de la commutation égale à E, de l'intensité du courant maximale commuté I_{max} et des paramètres électriques du MBS. Afin de vérifier la validité des hypothèses faites, une simulation a été réalisée pour comparer l'onde commutée, calculée à partir du courant I_G optimum calculé, avec la forme sinusoïdale. La figure 63 montre que malgré les hypothèses simplificatrices faites, la commutation du courant dans le MBS est correctement modélisé.

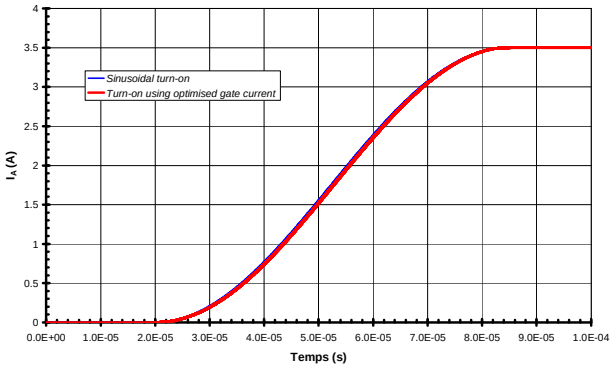


Figure 63 : Comparaison entre la commutation sinusoïdale et le courant commuté obtenu avec le courant de grille calculé

L'influence de l'instant de commutation sur la commande en courant I_G optimum, pour un temps de commutation constant, est représentée à la figure 64. Le courant de commande optimisé est constitué de deux parties. Pendant la majorité du temps de la commutation, le courant de grille est faible avec une légère ondulation. A la fin de la commutation, le courant I_G varie rapidement en forme de pic pour saturer le MBS. La valeur du courant I_G varie de façon relativement importante en fonction des instants de commutation. Pour des instants faibles (t_d = 1 ms), le courant de grille est plus faible que pour l'instant le plus perturbateurs (t_d = 6 ms). Par conséquent, il y est difficile de trouver des similitudes entre les différents courants optimisés en fonction des différents instants de commande et de réaliser techniquement la commande adéquate.

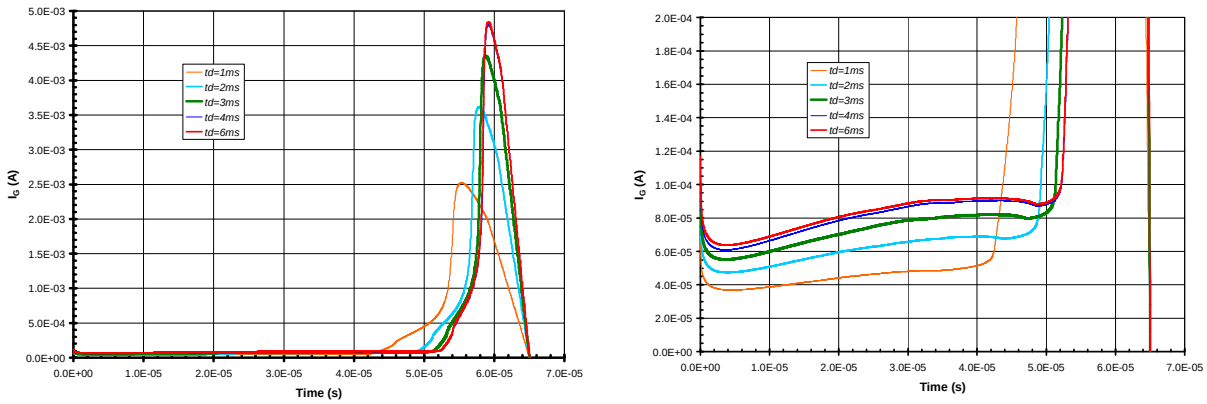


Figure 64 : Influence de l'instant de commutation sur le courant de grille optimisé (temps de commutation constant)

Le courant I_G optimum a été aussi calculé afin d'optimiser le temps de commutation. La figure 65 présente l'évolution de ce courant pour différents instants de commutation. Dans ces conditions de fonctionnement, les valeurs du courant I_G au début de la commutation sont sensiblement les mêmes (à 6 µA près). La fin de la commutation est représentée par des pics de courant décalés dans le temps, mais d'amplitudes quasiment semblables. Les différents courants de commande présentent des similitudes, quels que soient les instants de commande. La première partie de cette forme d'onde peut être techniquement réalisée simplement à partir d'une source de courant constant et ce quel que soit l'instant de commande.

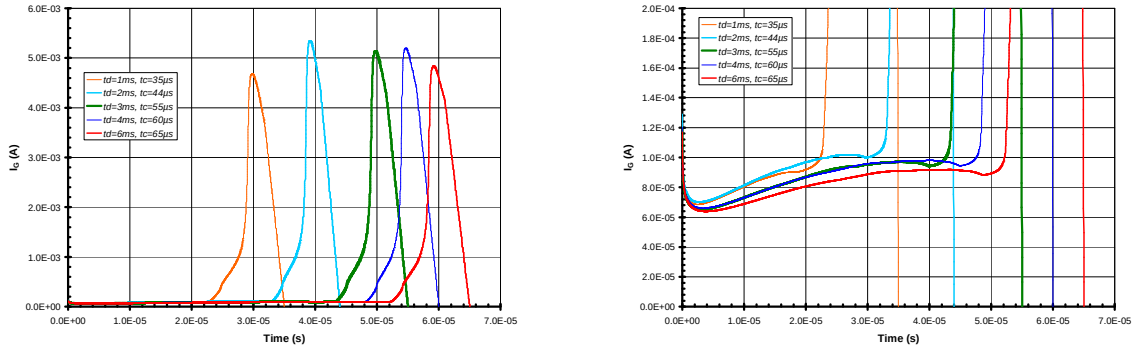


Figure 65 : Influence de l'instant de commutation sur le courant de grille optimisé (temps de commutation optimisé)

Il est nécessaire de vérifier la sensibilité de cette commande en fonction de la variation des paramètres électriques du MBS. Une variation de ±20% de tension de seuil et de la transconductance a été également appliquée à cette configuration de commande (Figure 66). La dispersion totale du courant de grille calculé, pour avoir une commutation sinusoïdale, reste relativement faible. La dispersion maximale entre les courants I_G, en début de la commutation, est d'environ ±7% par rapport au courant I_G calculé avec les paramètres électriques typiques. Ces résultats montrent que cette commande en courant est bien moins sensible que la commande en tension.

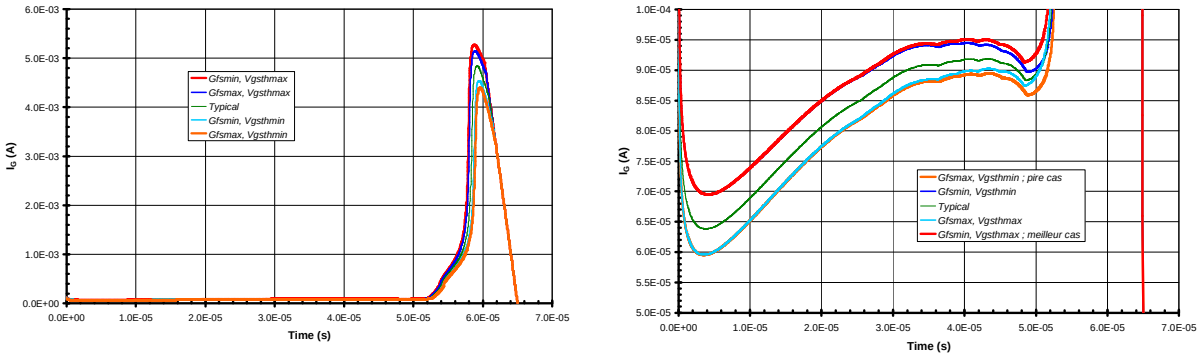


Figure 66 : Influence des paramètres électriques de MBS sur la commande optimisée

La simulation des pires cas a été réalisée pour vérifier la faible sensibilité de cette commande sur le courant commuté (Figure 68). Le courant de grille optimisé est calculé pour les valeurs typiques du MBS. Les résultats montrent une faible sensibilité de cette commande. La variation du (di/dt) est comprise entre -3,4% et 1,5% autour des valeurs typiques. Cependant, une discontinuité apparaît en fin de commutation. Cette discontinuité est due à un pic de courant de I_G insuffisant. Néanmoins, la commande en courant reste intéressante, aux vus des bonnes performances d'immunité aux variations des paramètres électriques. Elle offre la possibilité d'optimiser le début de la commutation quel que soit le MBS utilisé.

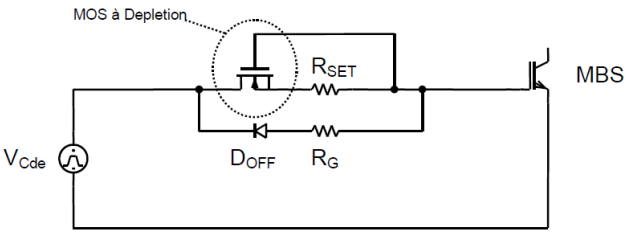


Figure 67 : Circuit de commande en courant du variateur de lumière basé sur un MBS

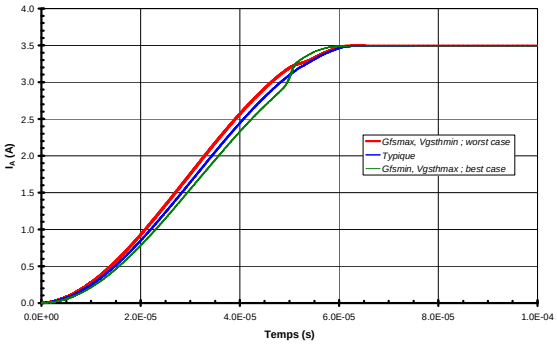


Figure 68 : Influence des paramètres électriques sur le courant commuté simulé à partir d'un courant de grille optimisé (t_c = 65µs, lampe halogène 500 W)

d) Mise en œuvre de la commande en courant

La commande en courant est constituée de deux parties. La première partie est quasiment constante, alors que la seconde varie fortement sous la forme d'un pic. Nous avons choisi de ne prendre en compte que la première partie qui correspond à la majorité du temps de commutation, à l'aide d'une source de courant constante. En effet, l'ondulation du courant de grille, pendant cet instant, est très faible et difficilement réalisable.

Le circuit proposé est représenté à la figure 67, il est composé d'une source de courant constant permettant d'amorcer le MBS et d'une résistance afin de le bloquer. Le niveau de courant est choisi en fonction du courant de grille optimisé correspondant à l'instant d'amorçage le plus

perturbant. Les formes d'ondes obtenues expérimentalement avec cette commande sont comparées à celles obtenues expérimentalement avec une commande à base de résistance et avec une commande à base d'un circuit RC. La résistance et le réseau RC ont été choisis afin de garantir le respect des normes CEM sans filtre secteur. La valeur du courant I_G constant est égale au niveau du « plateau » visible sur la courbe du courant I_G optimisé pour t_d = 6 ms. Le variateur de lumière, à base de MBS, est connecté à une lampe halogène de 500 W et au réseau 230 V/50 Hz.

La figure 69 montre que la commande en courant permet d'adoucir le premier coude de la commutation en comparaison avec la commande R. Le temps de commutation est également plus rapide que la commande RC optimale. La fin de la commutation est proche de celle de la commande R. Les pertes globales sur la commutation sont réduites de 5% par rapport à la commande R. Cependant, à cause d'une saturation plus lente du MBS par rapport à la commande RC, les pertes sont supérieures de 18% à cette dernière. Les niveaux de perturbations électromagnétiques conduites sont du même ordre de grandeur pour les trois commandes et respectent les normes EN55015 bande B (Figure 70).

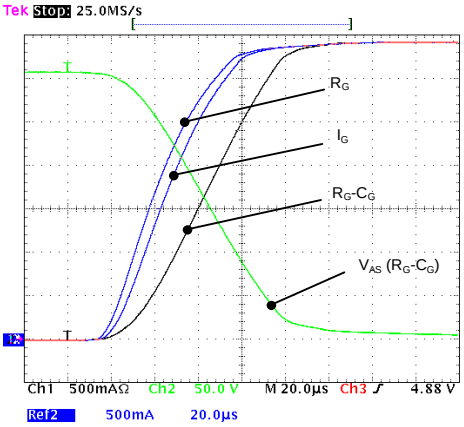


Figure 69 : Comparaison des courants commutés par différents types de commande

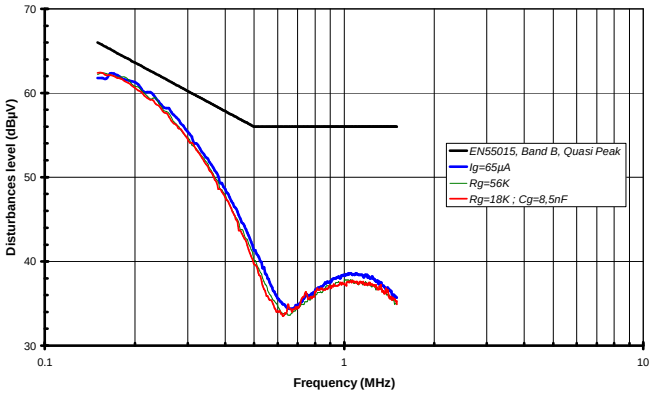


Figure 70 : Comparaison des spectres des courants commutés par différents types de commande

La sensibilité aux variations de paramètres électriques du MBS est à vérifier sur le courant commuté. Les résultats de simulation (Figure 71) prévoient une variation d'environ ±4% du temps de commutation pour une variation de ±20% de la tension de seuil et de la transconductance. Les pertes sont estimées à environ ±7% par rapport à celles calculées au valeurs typiques du composant. Les résultats expérimentaux (Figure 72) montrent une variation de 17% du temps de commutation entre les deux MBS testés et une variation de 1,5% des pertes par commutation.

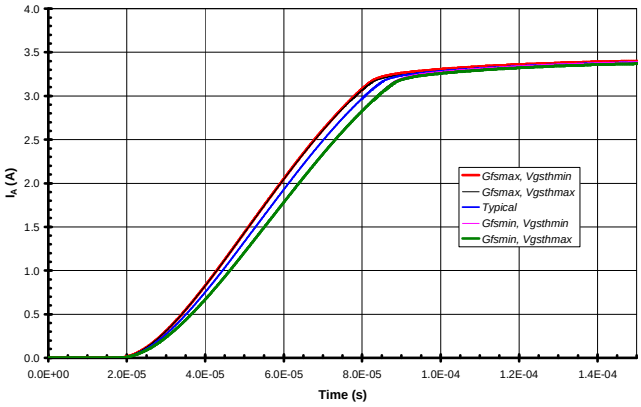


Figure 71 : Effet d'une variation de G_{FS} et de V_{GSTh} sur le courant commuté

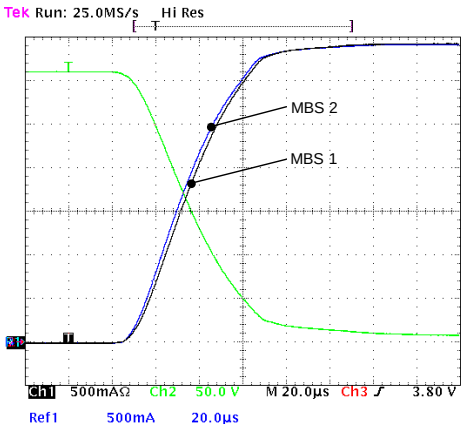


Figure 72 : Courant commuté par 2 MBS ayant des paramètres électriques différents

Ces résultats confirment que la commande à courant constant apporte une amélioration importante par rapport aux commandes en tension. La marge de sécurité à prendre lors de la conception pour que tous les variateurs de lumière respectent les normes est fortement réduite grâce à ce type de commande. L'utilisation d'une commande simplifiée donne de bons résultats, mais la prise en compte de l'ensemble du courant de grille optimisé doit permettre d'améliorer la commutation en réduisant les pertes. Ceci fera l'objet de futures investigations.

D. Conclusion

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés aux contraintes d'émission conduite dans d'un variateur de lumière. Les contraintes d'immunité électromagnétique n'ont pas été prises en compte et ne sont pas à négliger. Effet, dans le cas du variateur à IGTH, l'utilisation d'un thyristor peut rendre sensible l'application au (dV/dt) externe selon le thyristor choisi et remettre en cause l'interface réalisée. Cependant, l'amorçage intempestif, suite au blocage du thyristor, est peu probable sur une charge résistive. Par contre, le MBS est un composant moins sensible que le thyristor, les contraintes d'immunité devraient poser moins de problèmes. Ceci est à vérifier lors de futures investigations.

La prise en compte des contraintes CEM a permis de trouver une alternative au filtrage dans le cas d'application basique, telle que le variateur de lumière. L'approche expérimentale, afin de mettre en œuvre une commande optimale, est plus rapide que l'approche théorique. Elle permet, pour un cas particulier, d'obtenir de bons résultats grâce à l'analyse temps-fréquence. Cette analyse montre les parties des formes d'onde qui génèrent le plus de perturbations électromagnétiques. Ainsi, l'interface a pu être développée pas à pas, en modifiant le premier coude de la commutation, puis le second. Le fait d'ajouter des éléments, modifiant une partie de l'onde, a souvent des conséquences non désirées. Il est difficile de prévoir le comportement sur le courant commuté de différents éléments d'une même famille. Par exemple, dans le cas de l'IGTH, l'augmentation de l'effet « Miller » peut être obtenue en ajoutant différentes diodes en série avec une diode zener, seule l'expérimentation des différentes diodes, complétée par une analyse temps-fréquence du courant obtenu, peut orienter le choix de la diode.

L’approche modélisation comportementale du composant de commutation permet d’éviter ces multiples essais. Cette approche nécessite plus de temps. La modélisation doit prendre en compte un maximum de paramètres du composant. Cela passe par une phase de caractérisation afin d’affiner le modèle tant d’un point de vue statique que dynamique. Cette phase a permis de gagner du temps dans la recherche d’une commande optimale faiblement sensible à la variation de paramètres électriques du composant MBS. Cette commande peut être encore améliorée, la fin de la commande en courant n’a pas été pris en compte. L’étape suivante va consister à générer cette commande en courant. Des simulations ont montré un lien entre le courant dans la capacité parasite C_{GA} et le courant de grille permettant d’obtenir une commutation sinusoïdale. Enfin, un asservissement de ces courants est peut-être envisageable.

Ce type de modélisation est possible lorsque l’on se focalise sur un composant particulier, mais s’avère difficilement applicable à un convertisseur industriel. Le nombre de composants à prendre en compte est plus important, les fréquences de commutation sont plus élevées. La partie suivante montre les choix que nous avons dû faire dans le cas d’un convertisseur plus complexe.

IV. Convertisseur industriel

A. Contexte

Le filtrage dans les convertisseurs industriels représente 30% du coût du convertisseur et son encombrement est relativement important. L'ajout de filtres pour rendre compatibles CEM les alimentations à découpages, sans remettre en cause leurs conceptions, n'est pas satisfaisant, car les filtres ne sont pas optimisés. La réduction de la partie filtrage présente un intérêt pour l'industrie des convertisseurs de puissance afin d'augmenter à terme la puissance massique.

Un travail de fond est donc nécessaire pour comprendre comment sont générées et propagées les perturbations électromagnétiques. Le placement des filtres CEM doit tenir compte des chemins de propagation des perturbations. Dans ce cas, mieux vaut en tenir compte dès le début de la conception du convertisseur. La commande peut être également un autre moyen de réduire les perturbations à la source. Un travail de modélisation est alors nécessaire afin d'aider à la conception.

Le mode de fonctionnement d'un convertisseur industriel est très différent des appareils destinés aux applications domestiques. La fréquence de commutation des convertisseurs est bien plus élevée et le nombre de paramètres à prendre en compte pour modéliser les perturbations électromagnétiques beaucoup plus important. Dans la partie précédente, le choix de faire des simulations temporelles, pour calculer le spectre électromagnétique, présente ici des inconvénients en particulier du point de vue du temps de calcul. Nous avons alors choisi une modélisation de type fréquentielle pour étudier ces convertisseurs industriels.

B. Optimisation des éléments de filtrage d'un convertisseur industriel

Ce travail s'inscrit dans la logique des travaux déjà effectués au laboratoire. Le but est d'étendre la prise en compte des contraintes CEM dès la conception à des systèmes plus complexes. Pour cela, nous avons choisi de collaborer avec la société SAFT POWER SYTEMS de Chambray-Lès-Tours et d'étudier la pollution électromagnétique générée par une de leur alimentation à découpage. Ce travail a été effectué dans le cadre de la thèse de Stéphane BREHAUT [24] financée par la région Centre et du DEA de Moustapha OULD EL BECHIR [25]. L'étude concerne un convertisseur d'électronique de puissance permettant de charger des batteries dans le domaine des télécommunications. Ce chargeur fournit une puissance de 600 W. Il est constitué d'un correcteur de facteur de puissance (PFC) en série avec un onduleur (Figure 73). Ce PFC permet d'obtenir un facteur de puissance unitaire et un faible taux de distorsion. L'onduleur assure une isolation galvanique entre le réseau et la charge et réduit la tension de sortie.

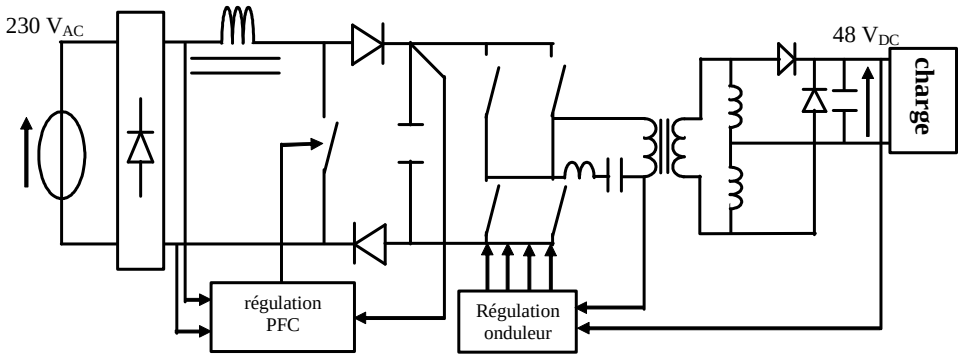


Figure 73 : Chargeur de batterie 600 W

Les perturbations étudiées sont, ici aussi, des émissions électromagnétiques conduites. Cependant, dans ce type d'application, le mode commun est prédominant contrairement aux applications précédentes. Des fronts de tensions élevés sur les capacités parasites entre le circuit et la terre créent des courants de modes communs qui vont à la terre. Pour connaître le chemin de propagation de ces courants, il faut modéliser tous les éléments pouvant présenter un couplage avec la terre.

1. Modélisation fréquentielle du convertisseur

a) Les éléments passifs et les pistes

La modélisation doit prendre en compte l'ensemble des chemins de propagation des interférences. Cela consiste à modéliser tous les couplages à la terre, le comportement fréquentiel de tous les éléments du convertisseur et la cellule de commutation [26]. Chaque élément alors est représenté par une impédance variant en fonction de la fréquence sur la gamme 150 kHz – 30 MHz. Les pistes du circuit imprimé sont modélisées par un circuit LC en π représentant l'impédance série et le couplage capacitif entre la piste et le plan de masse (Figure 74).

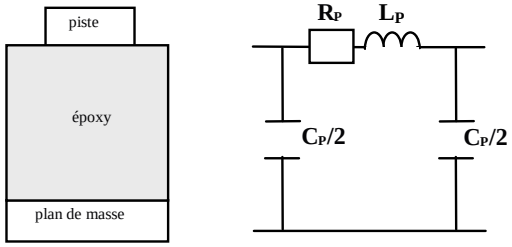


Figure 74 : schéma fréquentiel équivalent des pistes du circuit imprimé

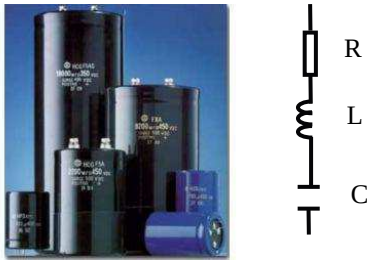


Figure 75 : Schéma équivalent des capacités de filtrage

Les capacités de filtrage et de découplage sont représentées par un modèle RLC série (Figure 75). Les inductances sont modélisées, quant à elles, par un modèle RLC parallèle. Cependant cette représentation est insuffisante pour modéliser le comportement de l'inductance stockant l'énergie du PFC [3]. La figure 76 montre la non concordance du modèle à partir de 3 MHz. Pour améliorer la précision du modèle, nous avons choisi d'adapter la représentation électrique par zone de fréquence. Entre 3 MHz et 10 MHz, le modèle RLC parallèle est remplacé par deux modèles RLC parallèles en

série avec une inductance. La gamme 10 MHz et 30 MHz est découpée en quatre zones utilisant un modèle de deux RLC série en parallèle avec une capacité et/ou une résistance selon la fréquence étudiée (Figure 77). Chaque circuit équivalent est ajusté afin d'avoir un comportement identique à l'impédance mesurée. Le tableau 6 montre les valeurs obtenues pour une inductance de 2 mH à noyau de poudre de fer.

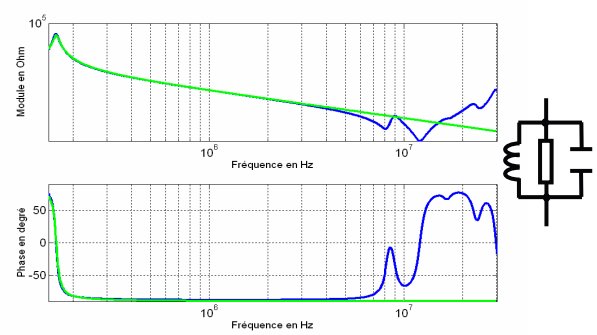


Figure 76 : comparaison d'un modèle simple RLC à l'impédance réelle de l'inductance du PFC

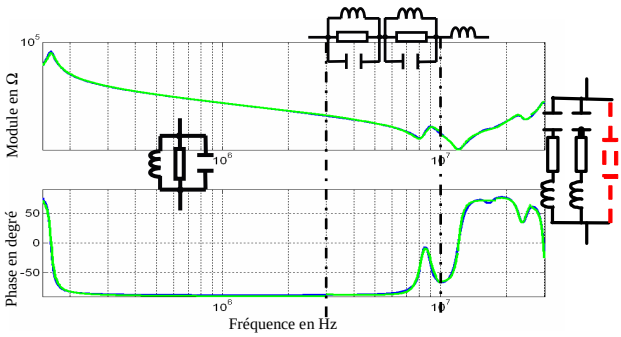


Figure 77 : Adaptation du modèle en fonction de la fréquence

Plage de fréquences	150 kHz-3 MHz	3 MHz-10 MHz	10 MHz-12 MHz
Modèles	L_1=2,18 mH R_1=37 kΩ L_1=429,4 pF	L_1=19,1mH L_2=88 nH R_1=2,5 kΩ R_2=36 Ω L_3=480 nH C_1=400,4 pF C_2=3,6 nF	L_1=800 nH R_1=5,5 Ω C_1=216 pF L_2=5,6 µH R_2=105 Ω C_2=18 pF C_3=1 pF R_4=10 mΩ
Plage de fréquences	12 MHz-18 MHz	18 MHz-25 MHz	25 MHz-30 Hz
Modèles	L_1=945 nH R_1=5,5 Ω C_1=18,2 pF L_2=900 nH R_2=60 Ω C_2=20 pF R_3=400 Ω C_3=198 pF	L_1=680 nH R_1=6,5 Ω C_1=190 pF L_2=7,85 µH R_2=135 Ω C_2=5,5 pF C_3=48 pF	L_1=550 nH R_1=13,8 Ω C_1=200 pF L_2=8,8 µH R_2=1 Ω C_2=28 pF C_3=48 pF

Tableau 6 : Modèle défini par bande de fréquence

b) Le transformateur

Le transformateur à deux enroulements de l'onduleur peut être représenté par un circuit équivalent constitué d'une inductance magnétisante, d'une inductance de fuite et d'une mutuelle. Cependant, ce modèle n'est valable que jusqu'à 250 kHz. Au-delà de cette fréquence, nous nous retrouvons donc avec un transformateur ayant un comportement capacitif. Il faut donc prendre en

compte le couplage électrostatique permettant de mieux définir le modèle HF du transformateur en mode conduit. Pour prendre en compte les capacités parasites entre 150 kHz et 30 MHz, nous devons ajouter des capacités de couplage. L'ajout de trois capacités permet d'obtenir un modèle simplifié. Le modèle choisi est présenté à la figure 78. Il est étendu à six capacités pour une meilleure précision [27]. L'inductance magnétisante est représentée par L_P, μ correspond au rapport de transformation, L_S représente l'inductance de sortie et les capacités de couplage sont notées γ_1 γ_2 γ_3 γ_4 γ_5 γ_6. Chacun de ces paramètres est mesuré par un analyseur d'impédance.

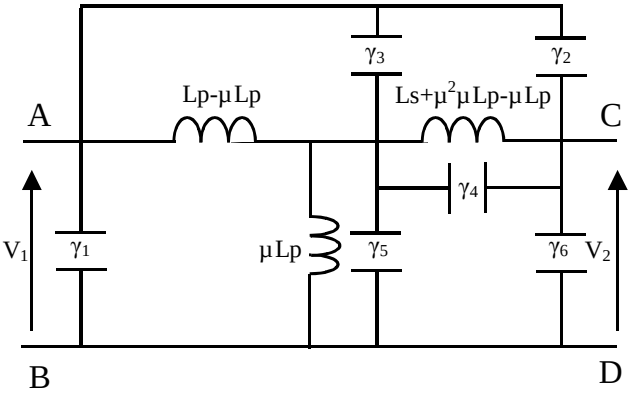


Figure 78 : Modèle complet du transformateur

c) Les cellules de commutations

La cellule de commutation génère la majorité de la pollution électromagnétique. Elle peut être modélisée par deux sources de tension trapézoïdale, afin de prendre en compte les temps de commutation (Figure 79). La variation de ces sources de tension de commutation au voisinage des capacités parasites va générer un courant de mode commun.

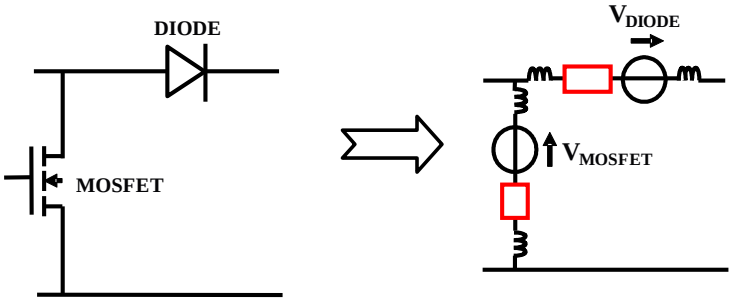


Figure 79 : Modélisation de la cellule de commutation

Des impédances sont associées aux sources de tension afin de prendre en compte le comportement capacitif et inductif de l'interrupteur selon la commutation. La commutation est représentée par trois sources de tension : l'une pour la pente montante et descendante, une deuxième pour modéliser l'ondulation à l'état ouvert et une dernière pour l'ondulation à l'état fermé (Figure 80). Ces sources de tension sont définies dans le domaine fréquentiel. Le courant perturbateur généré par cette commutation est calculé par superposition de ces trois sources.

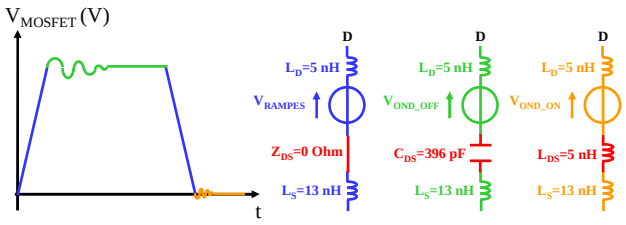


Figure 80 : Commutation représentée par une tension trapézoïdale

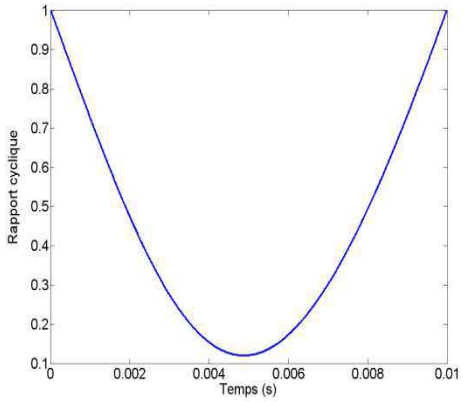


Figure 81 : Variation du rapport cyclique sur une demi période réseau du PFC

Le transistor MOSFET et la diode sont modélisés séparément avec ces trois sources de tension. Ensuite, nous utilisons le théorème de superposition afin de faire la somme des harmoniques créés par la montée, la descente et les ondulations de chaque composant de puissance, comme le montre l'équation 25.

$$V_{TOTAL}(j\omega)=V_{RAMPES}(j\omega)+V_{OND_OFF}(j\omega)+V_{OND_ON}(j\omega) \qquad \textbf{Équation 25}$$

Le rapport cyclique permettant la régulation du courant du côté réseau du PFC est pris en compte, puisqu'il fait varier les temps d'ouverture et de fermeture du transistor MOSFET. La figure 81 présente son évolution sur chaque demi-alternance du réseau de distribution. Son évolution dépend de la tension de sortie du PFC V_{BUS}, de la pulsation du réseau ω_{LINE}, de l'amplitude du courant crête $I_{IN_PK,}$ de l'inductance de « Boost » L_{BOOST}, ainsi que de la période de commutation Ts. Le tableau 7 décrit les formulations utilisées dans le domaine temporel, pour modéliser chaque partie de la commutation. Pour la reproduction mathématique des ondulations, nous avons pris en compte la pulsation de l'oscillation, le facteur d'amortissement et l'amplitude de l'enveloppe de la surtension [28]. Nous utilisons la transformée de Laplace pour retranscrire les équations du temporel vers le fréquentiel comme le montre le tableau 8.

V_{rampes}	$\frac{V_{BUS}}{T_r}.t.U(t)-\frac{V_{BUS}}{T_r}.(t-T_r).U(t-T_r)-\frac{V_{BUS}}{T_f}.(t-\tau).U(t-\tau)+\frac{V_{BUS}}{T_f}.(t-\tau-T_f).U(t-\tau-T_f)$
V_{OND_OFF}	$K_1.[e^{-(\alpha 1(t-Tr)}.\sin(\beta_1(t-T_r)).U(t-T_r)-e^{-(\alpha 1(t-Tr-Tsink)}.\sin(\beta_1(t-T_r-T_{sink})).U(t-T_r-T_{sink})]$
V_{OND_ON}	$k_2.[e^{-(\alpha(t-T2)}.\sin(\beta_2(t-T_2)).U(t-T_2)-e^{-(\alpha 2(t-T2-Tsink)}.\sin(\beta_2(t-T_2-T_{sink})).U(t-T_2-T_{sink})]$

Tableau 7 : Formulation des rampes et des ondulations dans le domaine temporel

V_{rampes}	$\frac{V_{BUS}}{T_r} \cdot \frac{1}{p^2} .[1- e^{-pTr}]- \frac{V_{BUS}}{T_f} \cdot \frac{1}{p^2} .[e^{-pT1}- e^{-p(\tau +Tf)}]$
V_{OND_OFF}	$k_1 . \frac{\beta_1}{(p+\alpha_1)^2+\beta_1^2} .[e^{-pTr}- e^{-p(Tr+Tsink)}]$
V_{OND_ON}	$k_2 . \frac{\beta_2}{(p+\alpha_2)^2+\beta_2^2} .[e^{-pT2}- e^{-p(T2+Tsink)}]$

Tableau 8 : Formulation des rampes et des ondulations dans le domaine fréquentiel

Une fois que tous les éléments sont définis en fonction de la fréquence, il faut les assembler pour simuler le circuit équivalent du convertisseur.

d) Simulation du schéma équivalent du convertisseur

L'outil de simulation est un programme propre développé sous Matlab®. Il résout les équations électriques du circuit dans le domaine fréquentiel, fréquence par fréquence. Le circuit électrique intègre un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) inséré entre la source d'alimentation 230V/50Hz et le convertisseur. Il assure la stabilité du réseau et permet la mesure des courants perturbateurs HF, dans notre cas des courants de mode commun. Le circuit électrique est constitué des impédances des composants passifs et des composants actifs réels et parasites fonction de la fréquence, du RSIL et des cellules de commutation. Ce circuit est représenté par une équation électrique par maille. L'ensemble des mailles constitue les lignes d'un système matriciel. Les figures 82 et 83 représentent respectivement le premier étage du convertisseur constitué d'un PFC et le second étage constitué d'un onduleur. Ces deux parties ont été étudiées séparément avant de simuler l'ensemble du convertisseur. Ces figures montrent tous les chemins de propagations possibles pris en compte dans la modélisation.

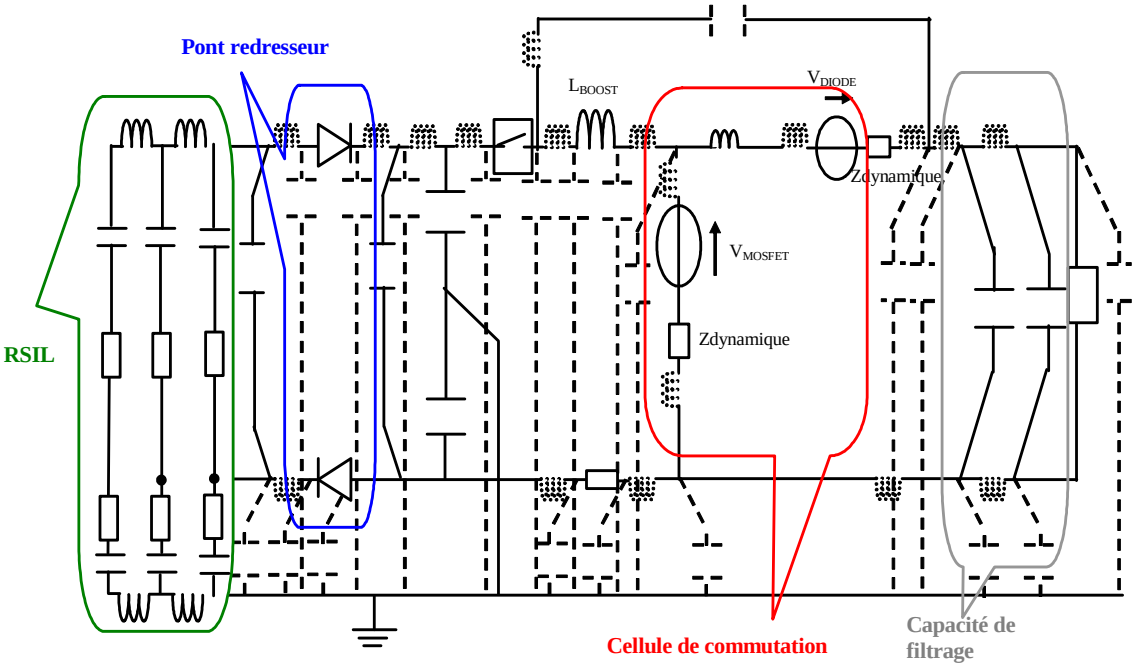


Figure 82 : Schéma électrique équivalent du premier étage du convertisseur

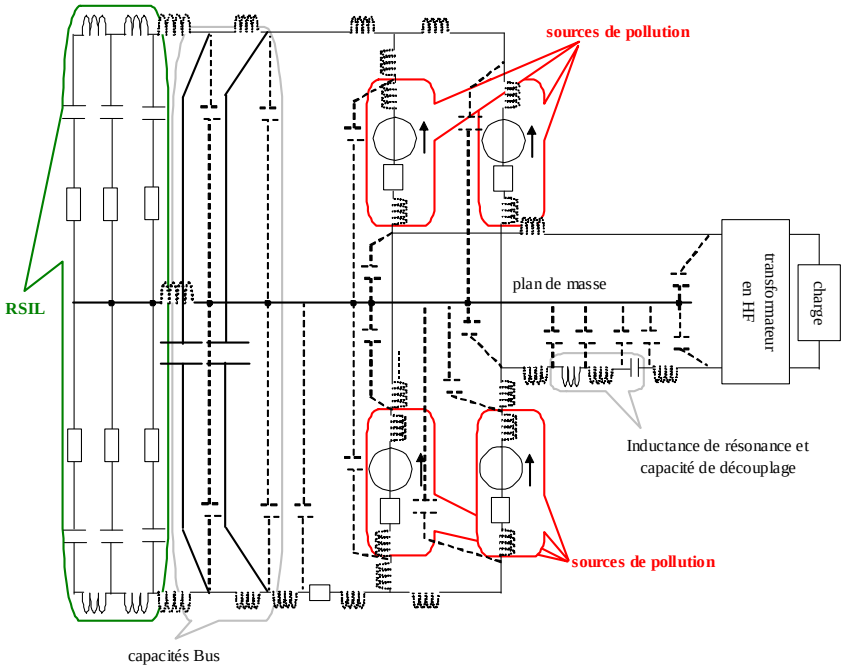


Figure 83 : Schéma électrique équivalent du second étage du convertisseur

Ce système électrique est donc représenté par un système matriciel à résoudre de type U=Z.I. Le vecteur U représente les sources de pollution des interrupteurs, la matrice Z caractérise l'impédance du circuit électrique et le vecteur I correspond aux courants à calculer dans chaque maille. Les courants calculés dans le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (R.S.I.L.) représentent les courants perturbateurs. Nous obtenons, ainsi, la tension image des courants perturbateurs que nous comparerons ensuite à la mesure.

Les figures 84, 85 et 86 représentent respectivement les résultats de simulation et mesures du PFC, de l'onduleur et de l'ensemble sans les filtres. La simulation permet d'avoir une représentation réaliste du comportement électromagnétique conduit des différentes parties du convertisseur. Ces résultats mettent également en évidence que l'onduleur génère plus de perturbations que le PFC. Par conséquent, ajouter un filtre au plus près de l'onduleur permettrait de diminuer ces perturbations.

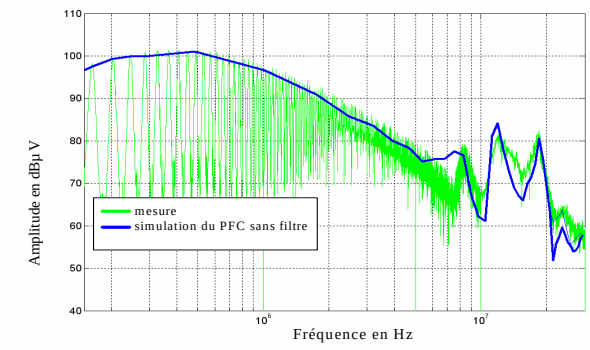


Figure 84 : Comparaison entre la simulation et la mesure du spectre électromagnétique du PFC

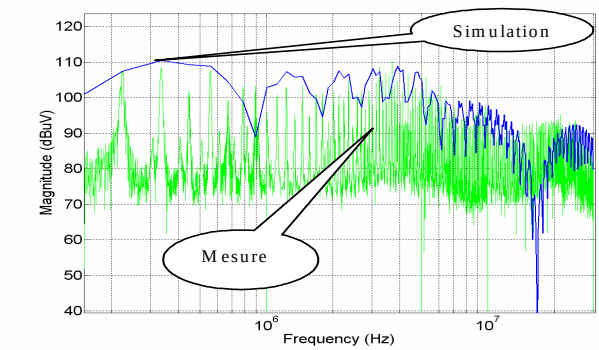


Figure 85 : Comparaison entre la simulation et la mesure du spectre électromagnétique de l'onduleur

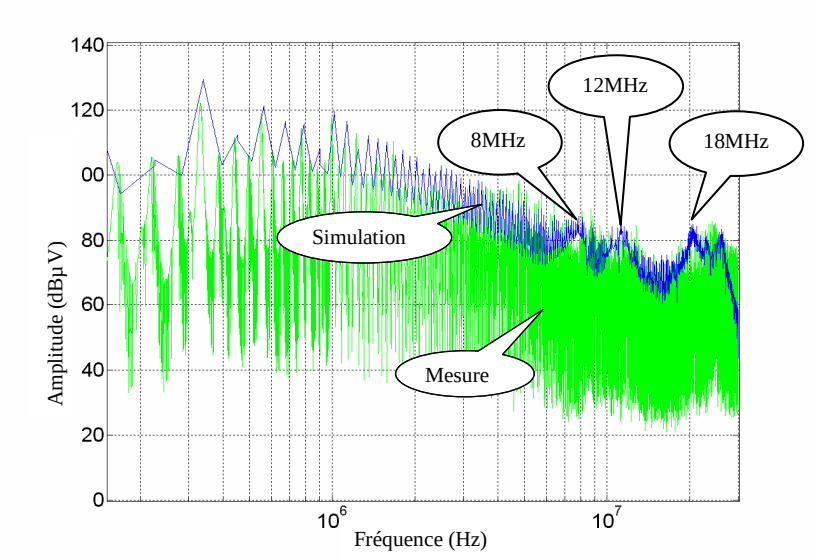


Figure 86 : Comparaison entre la simulation et la mesure du spectre électromagnétique du convertisseur complet sans filtre

Afin de mieux utiliser les filtres, nous avons étudié les chemins de propagation et l'influence des éléments sur la propagation des perturbations.

2. Analyse et optimisation du convertisseur

a) Etude des chemins de propagation

L'efficacité des filtres peut être améliorée si l'influence de son emplacement est prise en compte et si les phénomènes de résonance sont réduits. La simulation fréquentielle [29] [30] permet de comprendre l'influence des différents éléments du convertisseur sur le spectre de pollution électromagnétique. La même approche peut être utilisée pour connaître l'influence de l'emplacement du filtre.

La figure 86 représente la simulation de cette modélisation pour le convertisseur sans filtre CEM comparé à la mesure. On peut remarquer que le spectre contient un certain nombre de pics correspondants à des phénomènes de résonance à 8 MHz, 12 MHz et à 18 MHz. La simulation du spectre avec le filtre CEM en amont du convertisseur fait apparaître un pic supplémentaire à 1,2 MHz, comme le montre la figure 87. On remarque que les pics précédents ne sont pas atténués par le filtrage. Une étude de l'impédance des mailles résonances devient impérative, afin de connaître les composants en jeu dans ces perturbations.

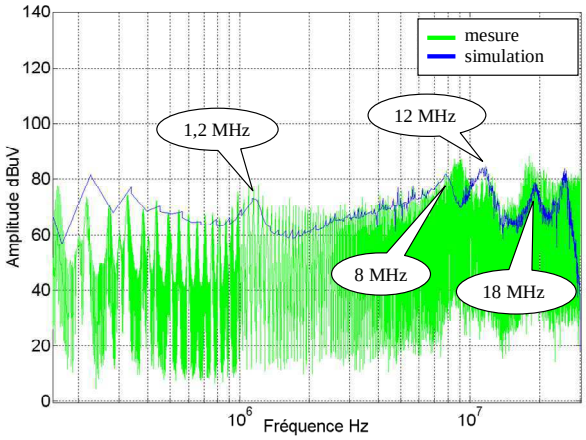


Figure 87 : comparaison simulation-mesure avec filtrage CEM en amont du convertisseur

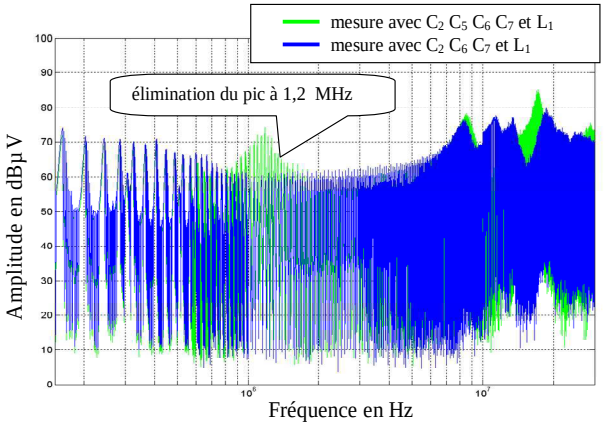


Figure 88 : Influence de la capacité C_5 sur les pics de résonance

Les pics de résonance ont été identifiés comme provenant du convertisseur PFC. Les circuits résonants identifiés sont représentés à la figure 89. Ces pics sont essentiellement dus à l'impédance de l'inductance du PFC commune à toutes les boucles et qui présentent de fortes variations d'impédance avec plusieurs changements de phases.

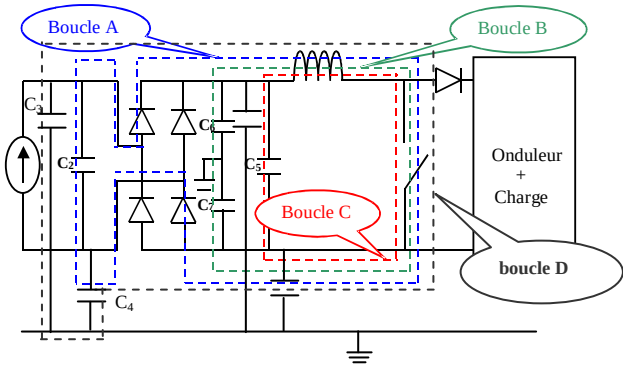


Figure 89 : Boucles de résonance

Fréquence de résonance	1,2 MHz	8 MHz	12 MHz	18 MHz
Boucle A		X	X	
Boucle B			X	
Boucle C			X	
Boucle D			X	
Boucles A//B			X	
Boucles A//C	X			
Boucles B//C				X
Boucle B//D				X
Boucles A//B//C			X	

Tableau 9 : Combinaisons des boucles résonantes

Le tableau 9 indique les fréquences de résonance des différentes boucles et permet de connaître l'influence sur le spectre des éléments de ces différentes mailles. Par exemple, si le condensateur C_5 est retiré, le pic à 1,2 MHz ne sera plus présent sur le spectre comme le montre la figure 88.

b) Influence des éléments inductifs

Pour réduire les phénomènes de résonance rencontrés, nous nous sommes intéressés en détail à l'inductance du PFC, en étudiant en particulier l'influence du matériau magnétique sur l'impédance. Le matériau magnétique modifie le comportement de l'inductance lorsque l'on se place dans la gamme de fréquences de l'ordre d'une dizaine de mégahertz. Il peut passer successivement d'un comportement inductif à un comportement capacitif (Figure 90). Chaque changement d'état a pour conséquence d'induire des pics de résonances sur le spectre de pollution électromagnétique. Pour les

fréquences comprises entre 300 kHz et 7 MHz, l'impédance dépend principalement du couplage capacitif entre les spires. Cela se traduit par un comportement très capacitif de l'inductance du PFC.

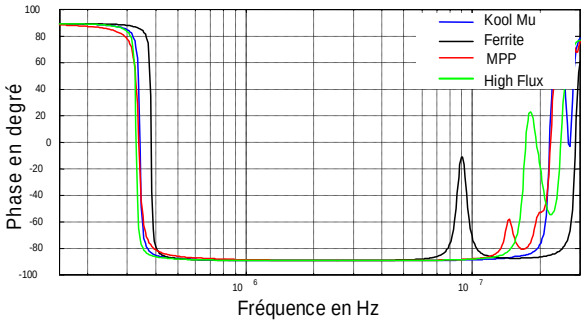


Figure 90 : Phase de l'inductance en fonction de différent circuits magnétiques

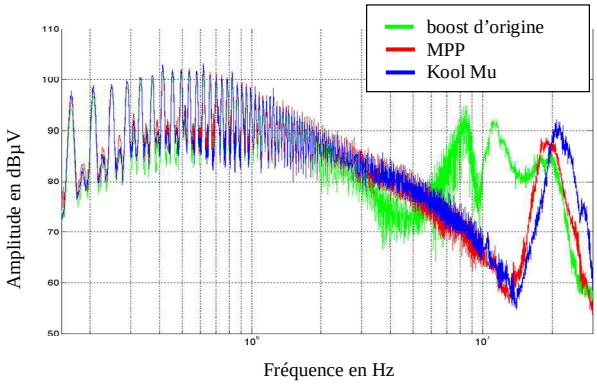


Figure 91 : Spectre électromagnétique en fonction du matériau magnétique de l'inductance

La figure 91 montre les conséquences induites par l'utilisation de différents matériaux magnétiques sur le spectre électromagnétique généré par le PFC seul. On remarque que les pics à 8 et 12 MHz ne sont plus présents avec les matériaux magnétiques Moly-Permalloy (MPP) et Kool Mu sans ajouter un quelconque filtrage. Le choix de ces types de circuits magnétiques va donc permettre de réduire les moyens de filtrage du convertisseur complet.

c) Influence de l'emplacement du filtrage

Indépendamment du circuit magnétique choisi, l'utilisation de filtres CEM, en amont et en aval du convertisseur reste nécessaire [31][32]. Pour respecter les normes CEM, plusieurs filtres sont insérés en amont et en aval du convertisseur. Ils sont composés d'inductance de filtrage de mode commun et de capacité entre phase, neutre et terre.

Dans le cas d'une mise en cascade de convertisseurs, la pollution électromagnétique venant du second étage (onduleur) traverse le premier étage (PFC) avant d'être filtrée. Le comportement de l'inductance du PFC accentue ces perturbations sous forme de résonances. Le filtrage à prévoir en amont sera en conséquence plus volumineux. Nous proposons donc de filtrer, dans un premier temps, les interférences venant de l'onduleur au plus près de celui-ci, puis d'agir sur l'inductance du PFC (Figure 92).

Pour filtrer les perturbations de l'onduleur, des capacités de filtrage entre les lignes et la terre peuvent être implantées dans la zone 3 de la figure 92, sans risque de créer de nouveaux chemins de propagation de courant de mode commun. En effet, la tension au niveau des connexions entre les deux étages n'est pas flottante (bus continu). Les inductances des pistes du bus continu associées à ces capacités forment des filtres LC passe-bas. Ainsi, les courants perturbateurs venant de l'onduleur vont être en partie filtrés. Nous avons appelé ce filtrage : filtre par répartition. De plus, pour réduire les phénomènes de résonance, le noyau de poudre de fer de l'inductance du PFC est remplacé par un noyau MPP.

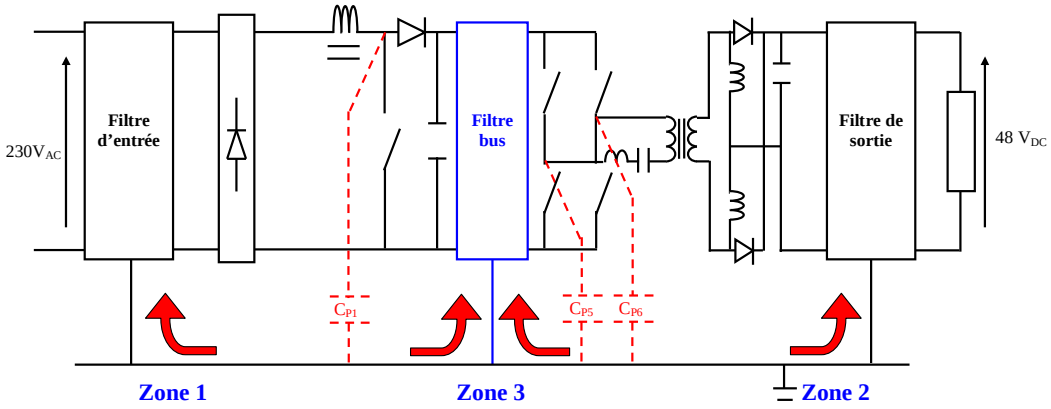


Figure 92 : Chemins de propagation des courants perturbateurs

L'influence du circuit magnétique du PFC et des capacités de filtrage entre les deux étages a été étudiée à travers différents essais expérimentaux. Les filtres initiaux ont été ajustés afin de garder un niveau de pollution électromagnétique identique au filtrage d'origine. La figure 95 montre l'amplitude des perturbations obtenues pour les différents cas de réduction de filtrage. Les perturbations mesurées respectent la norme 55022 classe B.

Le premier essai correspond à l'insertion de capacité C_{301} et C_{302} de 47 nF entre les pistes situées entre les deux étages et le plan de masse comme l'indique la figure 93. Un spectre identique au filtrage d'origine est obtenu en réduisant les capacités de mode commun C_{103} et C_{104} en entrée de 47 nF à 22 nF et en éliminant une inductance de mode commun L_{203} en sortie (Figure 93). Une partie des courants perturbateurs est canalisée par les capacités ajoutées au centre du convertisseur. Les filtres d'entrée et de sortie doivent donc filtrer un courant moins important.

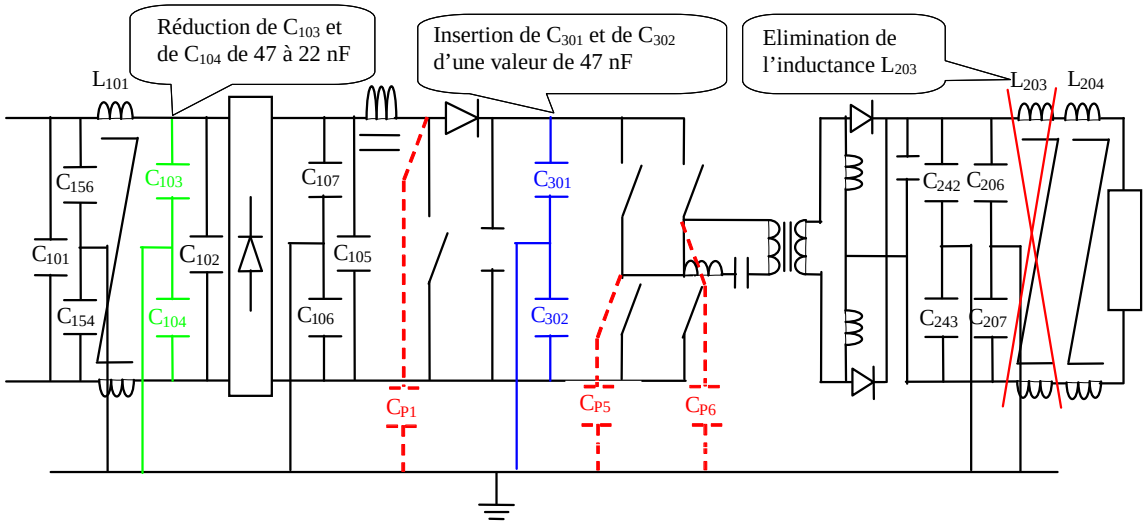


Figure 93 : Influence du filtrage entre les 2 étages

Le deuxième essai a consisté à remplacer le circuit magnétique de poudre de fer de l'inductance du PFC par un noyau MPP. Cette modification s'ajoute au filtrage central. Cela permet de supprimer quatre capacités de mode commun en amont et deux capacités de mode commun ainsi que la deuxième inductance de mode commun en aval (Figure 94).

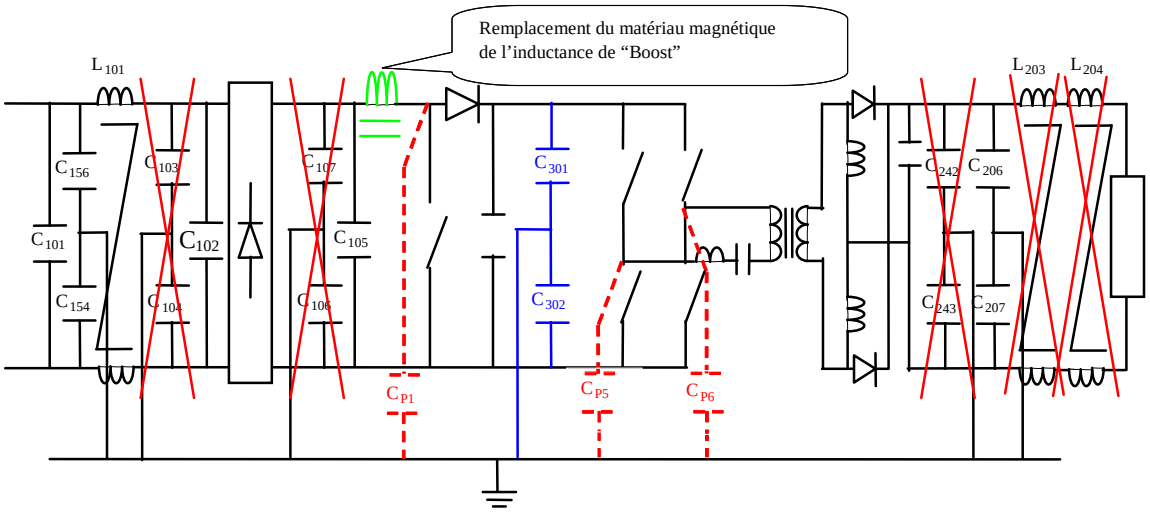


Figure 94 : Optimisation du filtrage CEM

Les charges possèdent aussi des contraintes vis-à-vis de la qualité des signaux électriques qui leur sont appliqués. Nous avons mesuré aussi la pollution en sortie du convertisseur et nous l'avons comparée à la norme en vigueur. Les résultats sont présentés sur la figure 96. Les trois filtres peuvent être ainsi comparés. On note bien que la pollution reste bien en dessous de la norme EN 55022 en sortie pour chaque nouveau filtre.

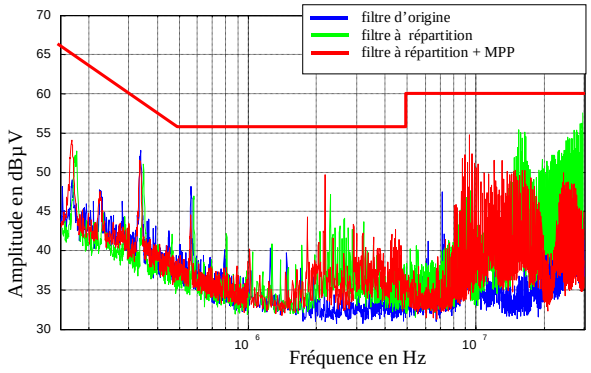


Figure 95 : Niveau de perturbations électromagnétiques en amont pour différents filtrages

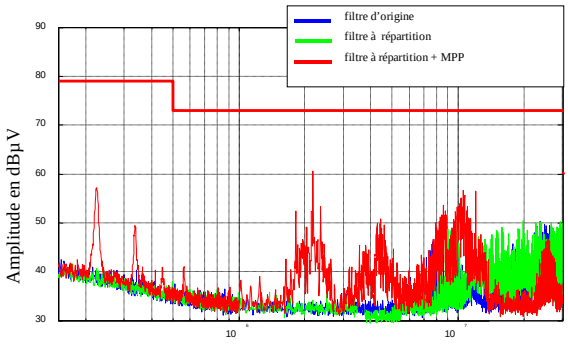


Figure 96 : Spectre CEM en aval avec le filtrage optimisé

Partant de ces résultats, nous avons pu calculer le volume gagné sur l'ensemble du filtrage. Les résultats sont reportés à la figure 97. Le gain en volume représente un tiers du volume dédié au filtrage. Cette optimisation va permettre d'augmenter la puissance massique du convertisseur.

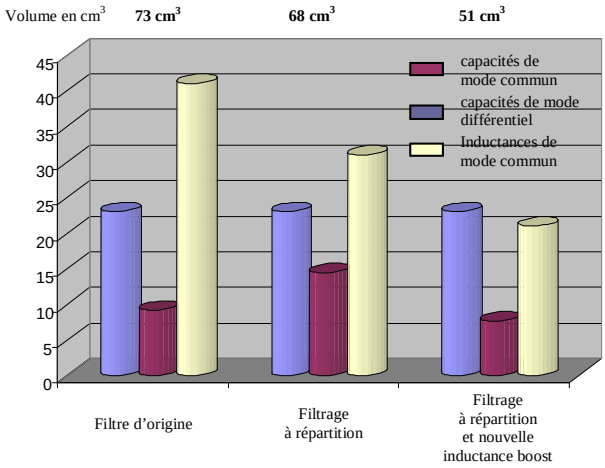


Figure 97 : Volume total de l'ensemble du filtre de l'alimentation

En limitant le nombre d'éléments de filtrage, nous réduisons également l'interaction entre ces différents éléments. Plus le nombre de capacités en entrée est élevé, plus les risques de mailles résonantes et donc d'interactions entre mailles, sont élevés. En incluant une partie du filtrage sur le bus continu, nous cloisonnons le signal continu entre deux filtres de mode commun. Les parasites sont alors immédiatement neutralisés à la source au lieu de se propager dans le PFC.

3. Conclusion

L'utilisation d'une méthode fréquentielle pour déterminer les perturbations électromagnétiques permet de réduire le temps de calcul par rapport à une méthode temporelle. La précision de cette méthode va, bien évidement, dépendre de la qualité de la modélisation de chaque élément.

Cette modélisation a permis d'étudier l'influence de l'emplacement du filtrage dans le convertisseur et d'analyser les phénomènes de résonance. Cela nous a conduit, dans un premier temps, à placer des condensateurs de filtrage entre le PFC et l'onduleur et, dans un second temps, à réduire des résonances en agissant sur l'impédance de l'inductance du PFC.

Une étude plus approfondie des inductances est primordiale. En effet, les différentes études CEM qui ont été faites jusqu'ici portent surtout sur la réduction du volume de l'inductance. Or, nous savons que ce sont ces changements de phases successives qui sont responsables des pics de pollution. Il serait donc souhaitable de mener des recherches sur les améliorations à apporter pour limiter les inversions de phases de ce composant passif. Ces recherches pourraient porter sur la géométrie même de l'inductance et sur l'amélioration du comportement en HF de son matériau magnétique.

L'étude des chemins de propagation des courants de mode commun a abouti au placement de capacités de filtrage entre le PFC et l'onduleur. La combinaison de ces deux solutions a permis d'éliminer un tiers du volume des éléments de filtrage sur le convertisseur global. Le réflexe classiquement utilisé pour réduire le volume des alimentations de puissance est d'augmenter la fréquence de commutation. L'approche proposée, par l'identification des phénomènes parasites, a

conduit à une optimisation du volume total sans élévation de la fréquence de commutation. Cette méthode d'étude pourrait être généralisée à d'autres convertisseurs de puissance en développant un outil de simulation convivial, axe que nous souhaitons poursuivre. Cet outil permettrait de développer de nouveaux convertisseurs en tenant compte de la CEM conduite avant la phase de réalisation.

Une approche complémentaire à l'étude des chemins de propagation consiste à agir sur la commande du convertisseur. Une étude a été menée pour montrer l'influence de la commande modulée appliquée au PFC du convertisseur industriel sur le spectre électromagnétique conduit.

C. Etude d'une commande modulée appliquée à un convertisseur industriel pour réduire les perturbations mesurées

De nombreux laboratoires de recherche publique ou industrielle se consacrent à l'étude des propagations des perturbations électromagnétiques dans les alimentations à découpages. Ceci nous a permis de développer des collaborations avec certains d'entre eux. En particulier, nous collaborons activement avec l'équipe EMCIS (EMC in Industrial Systems) de l'Université de Catalogne sur l'étude d'une commande permettant de réduire le niveau des perturbations électromagnétiques.

L'idée de cette étude est de montrer la faisabilité d'une nouvelle technique de réduction des niveaux des perturbations électromagnétiques (Spread Spectrum Clock Generation) dans les alimentations à découpage. La source principale des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs de puissance provient de la commutation des sources continues de tension, généralement contrôlée en modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans les commandes MLI conventionnelles, le signal commuté est généralement un signal trapézoïdal $V_S(f_S,D)$ de fréquence constante f_S et de rapport cyclique variable D. Le courant perturbateur de mode différentiel est fonction de la variation du courant (dI/dt) due à la commutation. Le courant perturbateur de mode commun dépend de la variation de la tension dV/dt lors la commutation. Cette variation appliquée sur les capacités parasites crée un courant de fuite allant à la terre. Par conséquent, le spectre d'interférence électromagnétique est lié à la décomposition spectrale de ces deux courants perturbateurs [33].

La façon classique de réduire les perturbations conduites produites par les commutations des convertisseurs de puissance est d'utiliser des filtres insérés entre le secteur et l'entrée du convertisseur. Une solution alternative est d'utiliser un signal de contrôle SSCG (Spread Spectrum Clock Generation), sans modifier le rapport cyclique voulu, ce qui permet d'abaisser le niveau du spectre électromagnétique.

Afin de montrer la faisabilité de cette technique de réduction de la pollution électromagnétique, les effets indésirables doivent être évalués. Le profil de commande SSCG étudié, de type triangulaire, est appliqué à la commande du PFC. La distorsion du courant d'entrée, la distorsion de la tension de sortie et le rendement du convertisseur ont été alors évalués. De par le

principe de modulation, la distorsion du courant d'entrée et la tension de sortie risque d'augmenter, en particulier dans les convertisseurs dont la fréquence de commutation est de l'ordre du kilo-Hertz. D'autre part, à cause du balayage de la fréquence de commutation, les pertes, fonction de la fréquence, risquent d'augmenter.

1. Principe de SSCG et son domaine d'utilisation

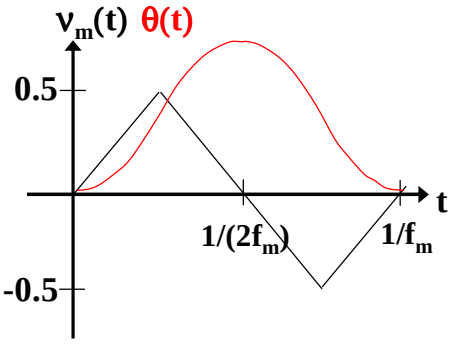
Le premier travail publié sur la technique SSCG pour réduire les émissions électromagnétiques est apparu au milieu des années 90. Elle était appliquée aux systèmes de communication et de microprocesseur [34]. Encore aujourd'hui, la recherche sur ces techniques pour réduire les émissions électromagnétiques, dans les systèmes numériques en utilisant des fonctions de modulation, fait l'objet de beaucoup d'intérêt [35]. Dans les années 90, un concept similaire a été appliqué sur une alimentation à découpage [36]. Les auteurs ont alors proposé alors d'appliquer la technique SSCG en modulant la fréquence de commutation suivant des profils de modulation aléatoire et chaotique [37]. D'autre part, les avantages de l'utilisation des techniques de modulation suivant des motifs périodiques (sinusoïdal, exponentiel et triangulaire) ont été également présentés [38][39]. Le problème avec les méthodes aléatoires est que les émissions électromagnétiques sont réparties également sur l'ensemble du spectre fréquentiel, c'est-à-dire qu'une telle méthode ne permet pas de contrôler la répartition de l'énergie électromagnétique sur les différentes bandes fréquentielles, alors que les méthodes utilisant des modulations périodiques le permettent. Cette caractéristique est vraiment importante pour les applications comme les téléphones portables ou les systèmes de communication automobile du type bus CAN, où les interférences électromagnétiques doivent être évitées à tout pris dans certaines bandes de fréquences [40][41]. C'est pour ces raisons que les profils périodiques sont étudiés pour les applications domestiques comme les appareils du type table induction [42] et plus récemment pour les onduleurs à résonance et convertisseurs ballast [43]. Enfin, notons que de tels motifs périodiques ont déjà été appliqués sur un convertisseur à découpage de type Buck de faible puissance, montrant des bonnes performances CEM [44].

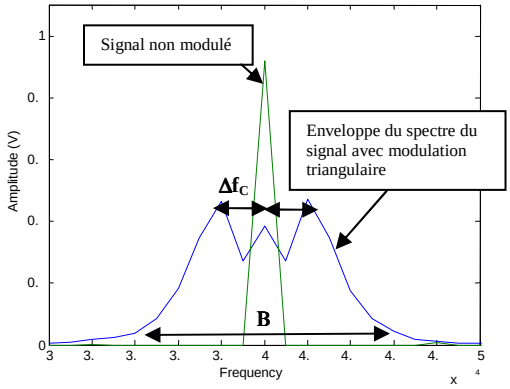
Cette technique de commande est réalisée en modulant la fréquence de commutation. La pulsation ω du signal de commande, à appliquer aux éléments de commutation du convertisseur, peut être calculée par l'équation 26 en fonction de la fréquence de commutation initiale f_C et d'une modulation de phase $\theta(t)$. L'équation 27 permet de déterminer la phase modulée $\theta(t)$ à partir d'un profil de modulation υ_m souhaité (triangulaire, sinusoïdale, exponentielle). La figure 98a expose un exemple de profil de modulation triangulaire υ_m et la phase modulée $\theta(t)$ correspondante. La figure 98b montre la réduction de l'amplitude du spectre d'un signal rectangulaire unitaire, obtenue par cette technique de commande réalisée avec un signal de modulation triangulaire. La répartition du l'énergie est contrôlée dans une bande de fréquence B, centrée sur la fréquence de commutation initiale f_C. Cette répartition est caractérisée par la fréquence de déviation notée Δf_C. Plus cette fréquence Δf_C est élevée, plus l'amplitude du spectre est réduite. Cette fréquence de déviation Δf_C peut être modifiée par un

paramètre k, qui est défini dans la fonction de la phase modulée θ(t). La fréquence du signal de modulation f_m et le facteur k sont calculés en fonction de l'étalement spectral désiré.

$$\omega(t) = 2\pi f_C \cdot t + \theta(t)$$ **Équation 26**

$$\theta(t) = \int_0^t k \cdot \upsilon_m(\tau) \cdot d\tau$$ **Équation 27**





(a) (b)

Figure 98 : Exemple d'un profil de modulation triangulaire.

2. Application à un convertisseur industriel

Le convertisseur choisi pour appliquer cette technique de contrôle est un correcteur de facteur de puissance monophasé d'une puissance nominale de 600 W basé sur le principe d'un hacheur « Boost » de l'alimentation industrielle étudiée précédemment (Figure 99) [45]. Ce convertisseur fonctionne à une fréquence fixe de 40 kHz et un rapport cyclique variable en fonction des contraintes électriques. La tension nominale de sortie est de 400 V et le rendement nominal est de 97%. La technique de modulation ne modifie pas le principe de fonctionnement du convertisseur correcteur de facteur de puissance. Nous allons donc agir sur l'horloge du circuit spécialisé UC3854 en modifiant le signal en dent de scie créée par l'oscillateur interne pour réaliser la commande modulée [46].

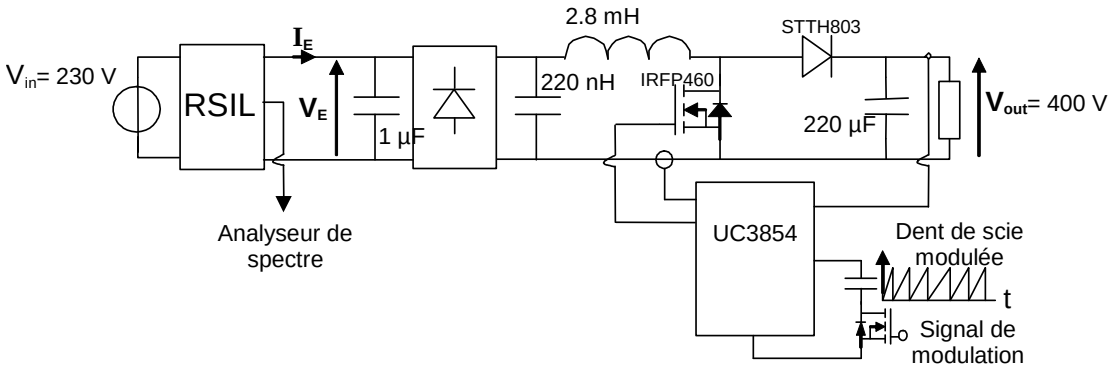
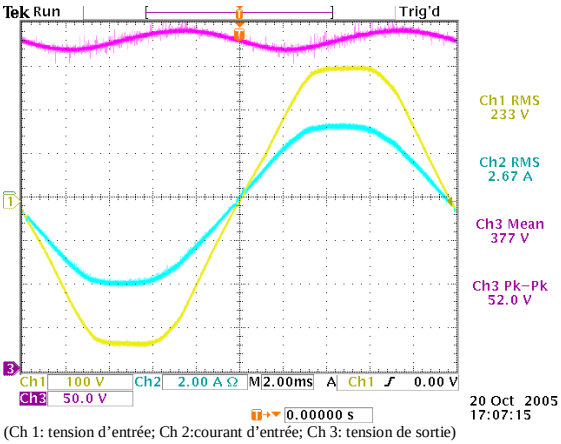


Figure 99 : Schéma électrique du convertisseur correcteur de facteur de puissance avec le principe de modulation

La figure 100 montre la mesure du courant absorbé I_E, de la tension d'alimentation V_E et la tension redressée V_{out} dans le domaine temporel lorsque le convertisseur fonctionne à puissance nominale à fréquence constante, sans la modulation. Dans ces conditions de fonctionnement, le taux de distorsion est de 3,6% et le spectre électromagnétique mesuré est présenté sur les figures suivantes. Deux modulations triangulaires ont été appliquées au convertisseur « Boost », dont les paramètres sont notés dans le tableau 10.



(Ch 1: tension d'entrée; Ch 2:courant d'entrée; Ch 3: tension de sortie)

Figure 100 : Mesures temporelles pour un fonctionnement nominal sans modulation du convertisseur Boost

Nom	Fréquence centrale f_C	Fréquence de modulation f_m	Fréquence de déviation Δf_C
Modulation 1	40kHz	1kHz	1kHz
Modulation 2	40kHz	12kHz	3 kHz

Tableau 10 : Paramètres de test

Les figures 101, 102, 103 et 104 présentent l'atténuation d'émissions électromagnétiques conduites dans la bande A et B pour les modulations 1 et 2 décrites dans le tableau précédent. La modulation 1 produit une faible réduction des perturbations électromagnétiques dans la bande fréquentielle des émissions conduites. La modulation 2, elle, permet une atténuation d'environ 3 à 5 dB sur l'ensemble du spectre des perturbations conduites. Notons que les bénéfices de la modulation en terme de réduction du spectre CEM sont faibles. Cependant, ces premiers résultats confirment une réduction de l'amplitude du spectre en fonction de la fréquence de déviation Δf_C, comme l'indiquait la théorie. Ces résultats montrent la faisabilité de ce type de commande afin de diminuer les perturbations.

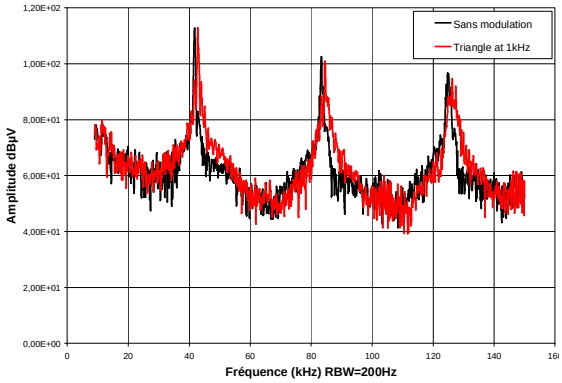


Figure 101 : Emission conduite pour la modulation 1 dans la bande A

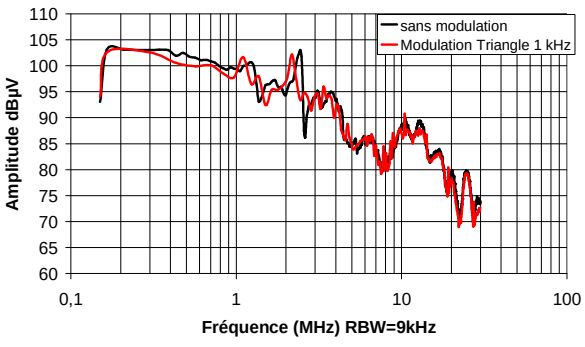


Figure 102 : Emission conduite pour la modulation 1 dans la bande B

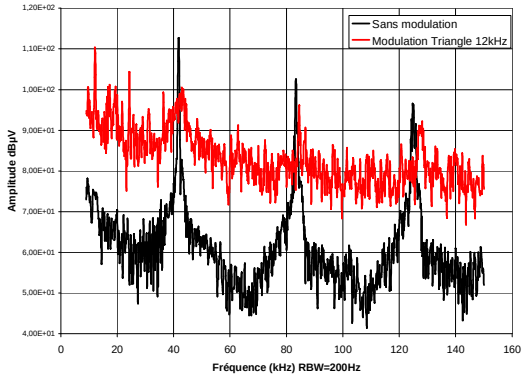


Figure 103 : Emission conduite pour la modulation 2 dans la bande A

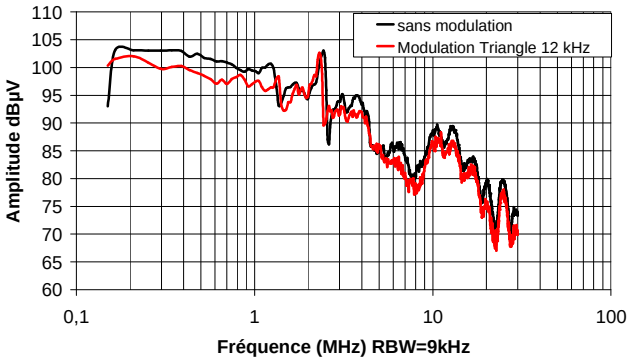


Figure 104 : Emission conduite pour la modulation 2 dans la bande B

Les effets de la modulation sur la qualité des signaux électriques sont visibles sur les figures 105 et 106, qui présentent la tension de sortie et le courant d'entrée pour les modulations décrites dans le tableau 10. En comparant la tension de sortie de la figure 100 à celle de la figure 105 et 106, on peut remarquer que la modulation n'a pas d'effet visible sur l'ondulation de la tension de sortie. Cependant, la comparaison du courant d'entrée montre une augmentation de l'ondulation du courant et de la distorsion.

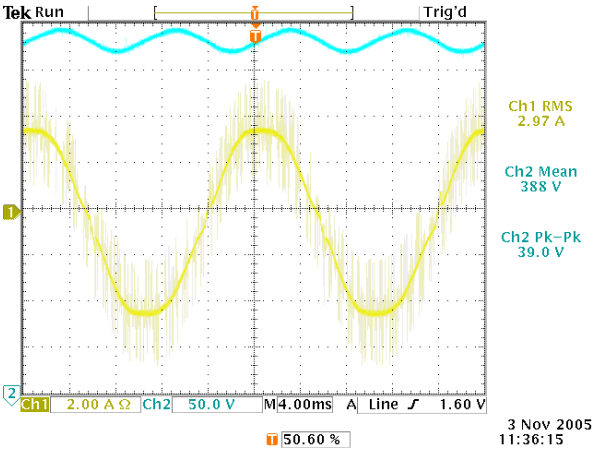


Figure 105 : Ondulation de la tension de sortie et distorsion du courant d'entrée pour une fréquence de modulation de f_m=1kHz

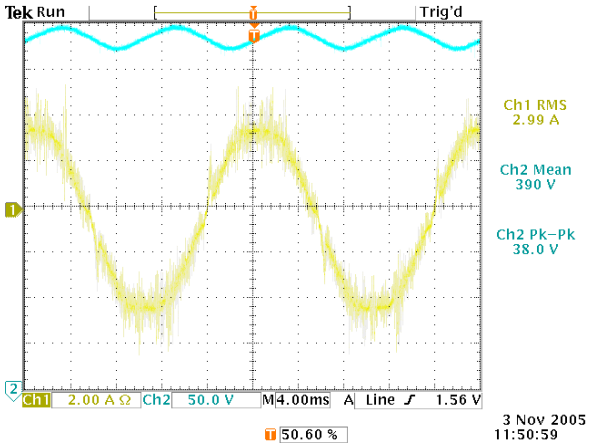


Figure 106 : Ondulation de la tension de sortie et distorsion du courant d'entrée pour une fréquence de modulation de f_m=12kHz

Le tableau 11 présente la comparaison des valeurs efficaces et la distorsion harmonique du courant d'entrée et le rendement du convertisseur. Notons que les taux de distorsion mesurés montrent la dégradation importante du courant, et que le rendement est diminué par la modulation.

Valeur	Sans Modulation	Triangulaire	
		Mod 1	Mod 2
I_{eff} (A)	2.7	2.9	3.0
THD(%)	3.6	11.2	15.4
η (%)	96.8	94.1	93.4

Tableau 11 : Valeur efficace, distorsion du courant d'entrée et rendement du convertisseur

La question se pose alors de savoir pourquoi le courant d'entrée est perturbé par le procédé de modulation alors que la tension de sortie n'est pas perturbée. Le circuit UC3854 contrôle deux boucles imbriquées. Une boucle interne contrôle la forme et l'amplitude du courant d'entrée tandis que la boucle externe régule le niveau continu de la tension de sortie. La boucle interne de courant a un temps de réponse rapide et sa bande passante est plus grande que celle de la boucle contrôlant la tension. Par conséquent, la fréquence de modulation de la commande peut apparaître dans la bande passante de la boucle contrôlant le courant et peut être à l'extérieur de la bande passante de la boucle contrôlant la tension. Le courant d'entrée se retrouve alors perturbé par le procédé de modulation. La régulation de la tension, elle, n'est pas affectée. Cela peut expliquer la présence des harmoniques de fréquence 12 kHz, 24 kHz et 36 kHz qui apparaissent dans le spectre CEM pour la modulation à 12 kHz (Figure 103). L'interaction entre la régulation et les paramètres de modulation reste à approfondir et sera l'objet de futures investigations.

Un autre effet indésirable de la modulation est la dégradation du rendement. Cet effet est principalement du à l'accroissement des pertes dans l'inductance d'entrée, pertes produites par la distorsion du courant d'entrée.

3. Conclusion

Ce travail montre la faisabilité de ce type de commande pour réduire le niveau des interférences électromagnétiques, tout en contrôlant son étalement spectral avec l'utilisation de motif périodique de modulation. Cependant, l'analyse des effets de la modulation sur la distorsion de courant et le rendement du convertisseur reste à approfondir. L'atténuation des interférences électromagnétiques, plus faible que celle attendue, montre tout de même une distorsion non négligeable du courant d'entrée. Au final, le procédé de modulation permet une diminution du niveau de pollution électromagnétique pour une fréquence de modulation de 12 kHz.

Dans le cas des convertisseurs à grande variation de rapport cyclique, comme le convertisseur correcteur de facteur de puissance, l'expérimentation a montré une interaction entre la modulation et la boucle de contrôle du courant d'entrée. Cette interaction aggrave la distorsion de ce courant et l'atténuation CEM finale attendue. On peut remarquer que le choix des valeurs de la modulation n'est pas optimisé, car la réduction des interférences est assez faible. Notons que le choix des valeurs a été limité par le circuit UC3854 qui n'accepte qu'une faible plage de variation.

Il est possible d'obtenir une réduction plus importante en optimisant les paramètres de modulation. Le circuit analogique utilisé pour cette étude est peu approprié pour faire varier ces paramètres. Un circuit numérique de contrôle est en cours de développement pour approfondir les possibilités de cette commande et étudier les interactions présentées.

D. Conclusion

Les études menées sur l'alimentation à découpage industrielle montrent l'intérêt de prendre en compte les contraintes électromagnétiques dès la conception. Les contraintes d'immunité n'ont pas été abordées. Elles ont été résolues par l'industriel en insérant deux plans de masse au centre du circuit imprimé. Ce choix a pour conséquence d'augmenter le couplage capacitif entre les pistes et le plan de masse, ce qui ajoute des capacités parasites en plus de celles déjà présentent entre les transistors MOSFETs et les dissipateurs. La propagation des perturbations de mode commun s'en trouve alors accentuée.

Une modélisation des chemins de propagation et des sources de perturbations permet d'orienter la conception. Dans le cas du convertisseur de la SAFT, des filtres ont pu être placés au plus près de la source de pollution et le choix des composants a amélioré la sensibilité en haute fréquence. Ces différentes actions permettent de réduire d'un tiers le volume des filtres, ce qui augmente la puissance massique du convertisseur. Le tracé électrique et le placement des composants n'ont pas été modifiés, cependant des études en parallèles ont montré que les perturbations peuvent être encore réduites en modifiant la symétrie du circuit afin de diminuer la valeur des tensions flottantes aux bornes des capacités parasites.

De manière additionnelle, une amélioration peut être apportée par une modification de la commande. Nous nous sommes intéressés à la modulation des signaux de commande qui donnent pour l'instant des résultats mitigés. L'utilisation d'une commande numérique, pour régler précisément les paramètres de modulation, devrait améliorer les résultats. D'autres techniques existent comme la commande CATS, mais ces techniques restent difficiles à mettre en œuvre.

Ces voies sont à approfondir. L'idée est de revoir entièrement le convertisseur. Cela implique d'étudier en parallèle les contraintes d'immunité et d'émission, d'améliorer les circuits magnétiques. Le choix de la topologie du convertisseur est aussi à étudier en faisant un compromis entre performance et CEM. De nouvelles stratégies de commande sont aussi à développer.

V. Conclusion et perspectives de recherche

Mes travaux de recherche participent à la maîtrise des contraintes électromagnétiques conduites dans les convertisseurs de puissance. Une partie de mes travaux concerne directement les problématiques CEM dans les alimentations à découpage, l'autre partie est orientée vers le développement d'une fonctionnalité ou d'une caractéristique particulière comme le réduction de la consommation. Dans cette partie, les contraintes électromagnétiques sont très présentes et sont à considérer au fur et à mesure de la conception, pour éviter d'être obligé d'ajouter un filtre CEM imposant et coûteur.

Ainsi, nous avons développé différentes solutions pour minimiser l'énergie de commande dans les applications du domaine électroménager utilisant des composants de type « relais ». La modélisation du courant absorbé prenant en compte la contrainte de (di/dt) dans la phase d'amorçage est utilisée pour prévoir le comportement spectral en émission conduite du composant. Pour certaines solutions, le dimensionnement des différents montages est un compromis entre les pertes et la CEM. Les contraintes d'immunité ont été prises en compte et se sont traduits par le choix d'un composant faiblement sensible au (dv/dt) ou par l'ajout d'un circuit annexe. Cette étude a abouti à plusieurs solutions de réduction de l'énergie de commande, qui présentent toutes des avantages comme des inconvénients. La solution à thyristor semble toutefois intéressante par ces nombreux avantages comme le fonctionnement pour tous les types de charge, aussi bien à faible qu'à fort courant.

Nous nous sommes également intéressés aux contraintes d'émission conduite dans un variateur de lumière dans le but de supprimer le filtrage. Nous avons, pour cela, utilisé deux approches. L'IGTH a été étudié de façon expérimentale, le MBS par une approche théorique. L'approche théorique est plus longue à mettre en œuvre, mais la phase d'optimisation est facilitée par la réduction du nombre d'essais expérimentaux. Nous avons montré que les variations des paramètres électriques ont des conséquences sur la vitesse de commutation. Les perturbations électromagnétiques conduites, quant à elle, ne sont alors pas identiques d'un composant à l'autre pour le même système. La prise en compte de cette contrainte est possible après une modélisation adéquate du composant étudié. L'approche expérimentale est bien adaptée pour régler le comportement électromagnétique dans un cas particulier ou pour étudier qualitativement l'influence d'un paramètre en s'appuyant sur l'analyse temps-fréquence. Cette analyse montre les parties des formes d'onde qui génèrent le plus de perturbations électromagnétiques. Ainsi, nous avons pu montrer l'importance l'effet « Miller » sur la forme de la commutation.

Dans l'ensemble des travaux menées, nous nous sommes intéressés au comportement CEM d'un convertisseur plus complexe. L'étude seule de l'interrupteur n'est alors plus suffisante. La forme de la commutation du courant modifie les niveaux de perturbations électromagnétiques de mode différentiel, mais n'a que peu d'influence sur le mode commun. Or, les convertisseurs industriels

génèrent principalement des interférences électromagnétiques de mode commun. De plus, l'utilisation de fréquences de commutation élevées rend difficile la modification des fronts de commutation. Le niveau de ces perturbations est fonction des fronts de tension et des chemins de propagation. Nous nous sommes intéressés à ces chemins de propagation, en les modélisant puis, en les modifiant. La modélisation fréquentielle a été choisie afin de réduire les temps de calcul par rapport à une méthode temporelle. La précision de cette méthode est liée à la qualité des modèles de chaque élément du circuit. Cette modélisation a permis d'identifier des boucles de résonance qui accentuent les niveaux de perturbation pour certaines fréquences. L'inductance du PFC est, dans ce cas, en grande partie responsable de ces résonances. Nous avons étudié son comportement en fonction de son circuit magnétique. En agissant sur cet élément et en plaçant de manière adéquate des condensateurs de filtrage entre le PFC et l'onduleur, le volume total du filtrage a été réduit d'un tiers.

Une approche complémentaire de l'étude a été menée. Elle a consisté à agir sur la commande. Cette étude montre une faible influence de la commande modulée appliquée au PFC du convertisseur industriel sur le spectre électromagnétique conduit. De plus, la forme du courant absorbé se retrouve dégradé et les pertes augmentées. Cependant, ce travail montre la faisabilité d'une telle commande.

Les études menées sur les applications domestiques et industrielles montrent l'intérêt de prendre en compte les contraintes électromagnétiques le plus tôt possible lors de la conception. Dans tous les cas, le filtrage a pu être réduit voire supprimé. Il n'existe pas une modélisation applicable quel que soit le convertisseur, chaque convertisseur présente des particularités. Dans bien des cas, des compromis entre les pertes et la CEM doivent être faits.

Mes travaux de recherche continuent sur la thématique de la compatibilité électromagnétique et se répartissent en deux grands projets. Le premier est la continuité du travail de Stéphane BREHAUT. Il consiste à étudier le comportement des différentes topologies de convertisseurs et à étendre la modélisation fréquentielle pour étudier le lien entre les interférences conduites et rayonnées. Le second concerne les problèmes de compatibilité électromagnétique et de convergence numérique dans l'habitât. La présence de courant porteur sur le réseau secteur pose souvent des problèmes de cohabitation des signaux avec la généralisation des alimentations à découpage dans les appareils électroménagers.

Dans l'étude précédente du convertisseur de la SAFT, nous étions partis d'un convertisseur industriel existant dont les contraintes d'immunité étaient résolues par la présence de deux plans de masse. Ce projet consiste à remettre en cause la topologie du convertisseur et à prendre en compte les problèmes d'immunité en parallèle des problèmes d'émission. L'idée est d'optimiser la taille des plans de masse, afin de minimiser les couplages de mode commun. La modélisation fréquentielle doit intégrer la géométrie des convertisseurs tout comme les problèmes d'immunité.

Le but que nous nous sommes fixés dans ce cadre là, est d'aboutir à un outil convivial qui montrerait les chemins de propagations du circuit imprimé en fonction des composants et du routage. Cela nécessite de créer une importante bibliothèque de composants modélisés en fréquence. Un tel outil permettrait d'orienter le choix des composants, leurs placements et le routage du circuit imprimé. La détermination des perturbations électromagnétiques conduites par la modélisation fréquentielle permet de valider la phase de conception avant même de passer à la réalisation.

Un des objectifs de ce travail est aussi d'être capable de prévoir les perturbations électromagnétiques rayonnées à partir de la modélisation fréquentielle. Ces perturbations sont fonctions des commutations des interrupteurs de puissance et de la géométrie du circuit. Dans ce cas, la modélisation doit prendre en compte les oscillations lors des commutations, comme le comportement fréquentiel de tous les composants dans la bande de fréquence du domaine rayonné. L'enjeu est de pouvoir, à terme, estimer les interférences sans avoir à utiliser une chambre anéchoïque mais aussi identifier les zones du circuit imprimé favorisant l'émission de perturbations rayonnées.

La problématique compatibilité électromagnétique et convergence numérique dans l'habitat s'appuie sur le développement d'un pôle d'innovation « habitat numérique » qui s'est concrétisé, il y a un an, par la création d'un laboratoire haut débit de la Maison Numérique implantée à Tauxigny. Ce laboratoire, nommé Laboratoire des Applications Numériques (L.A.N.), bénéficie de l'appui financier des collectivités locales et s'appuiera sur un partenariat avec la LMP de l'Université François Rabelais de Tours et la société HF Company. Je contribue personnellement au développement de ce sujet de recherche notamment dans le cadre des travaux de Thèse CIFRE de Djamel GUEZGOUZ dont je prendrai à court terme la direction.

Ce travail consiste à mieux appréhender la problématique de déploiement de services permettant la circulation et le partage des flux numériques vers les terminaux dédiés aux applications dans tout l'habitât. En effet, dès à présent, des problèmes in situ sont rencontrés par les opérateurs et les installateurs conduisant à des dysfonctionnements des services. On peut citer par exemple, des pertes de synchronisation de modem de DSL à l'ouverture ou à la fermeture d'un portail électrique de garage, le blocage ou le brouillage de l'image TV lors de l'utilisation du variateur d'intensité d'un halogène. Le problème posé ici est celui de la compatibilité électromagnétique des équipements de réseaux et terminaux déployés dans le cadre de la convergence numérique dans l'habitât et des conséquences en termes d'intégrité et de qualité des signaux transmis et, in fine, de Qualité de Service.

L'objectif que nous nous sommes fixés est donc d'appréhender et de modéliser cet environnement ainsi que les comportements des équipements qui y sont déployés. L'intérêt majeur réside dans une prise en compte globale et représentative de l'environnement de fonctionnement domestique pour anticiper d'éventuels dysfonctionnements impactant la coexistence, la compatibilité et l'interopérabilité des équipements terminaux électroniques et des services associés. L'enjeu

industriel ici est énorme. Disposer de tel modèle doit contribuer à la constitution de bases de règles et d’outils de conception et de diagnostic.

VI. Bibliographie

[1] G. BENABDELAZIZ, L. GONTHIER, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Réduction de l'énergie consommée dans un réfrigérateur », SAAEI-EPF 2004, Annual Seminar on Automatic Control, Industrial Electronics and Instrumentation - Electronique de Puissance du Futur, Toulouse 15-17 sept, 2004.

[2] G. BENABDELAZIZ, L. GONTHIER, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Control Energy Reduction Of Triacs and SCRs », IEEE ICCCP'05, International Conference on Commutation, Computer and Power, Muscat, Sultanate of Oman, 14-16 February, 2005.

[3] G. BENABDELAZIZ, L. GONTHIER, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « AC Switches Control Energy Reduction », IEEE PESC 2005, 36th Annual Power Electronics Specialists Conference, pp 2036 - 2041, Recife, Brazil, 12-16 June, 2005.

[4] G. BENABDELAZIZ, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, L. GONTHIER, S. MENARD, « Interrupteur à faible énergie de commande : Application au réfrigérateur », EPF 2006, Conférence Electronique de Puissance du Futur, Proc. CD-ROM, Grenoble, 5-6 juillet, 2006.

[5] Benoît PERON, Ghafour BENABDELAZIZ, *"Triac Control circuit"*, OEB n° FR20030005285.

[6] Laurent GONTHIER, Ghafour BENABDELAZIZ, *"Réduction des pertes d'une alimentation capacitive"*, INPI n° 04 51836.

[7] Benoît PERON, Ghafour BENABDELAZIZ, *Extension US du brevet "Triac control circuit"* , OEB n° US2004217800.

[8] BENABDELAZIZ Ghafour, « Réduction de l'énergie de commande des interrupteurs de type TRIAC appliquée aux appareils ménagers », soutenue le 14 avril 2006, Université de Tours.

[9] GUITTON Fabrice., « Etude des formes d'ondes CEM permettant d'éliminer le filtre secteur d'un convertisseur commutant des charges résistives directement sur le réseau basse tension. Application aux circuits intégrés de puissance ASD^{TM} », 208p., Thèse de l'Université François Rabelais de Tours, 1999.

[10] P. RAULT, STMicroelectronics « Bistable bidirectional high voltage switch », brevet n°= EP1061650, 12 Décembre 2000.

[11] L. MOINDRON, STMicroelectronics, « Bidirectional flip-flop », Brevet n°= US2002047535, 25 Avril 2004.

[12] GONTHIER Laurent, Circuit having a bidirectional switch for supplying a load from an AC voltage supply, ST MICROELECTRONICS SA (US), Numéro de brevet: US6208126 Date de publication: 2001-03-27.

[13] F. GUITTON, D. MAGNON, Determination of di/dt allowing to a solid switch to commute lower than 1kW powers on 240V/50Hz, EPE'99, Lausanne, september 1999.

[14] N. NOIROT, « Etude de la commande d'une structure MOS-Thyristor permettant de satisfaire les normes CEM », Mémoire de DEA soutenu en septembre 2000.

[15] A. SCHELLMANNS, J-C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Méthodes d'analyse des signaux utilisables en électronique de puissance », EPF 2000, Conférence Electronique de Puissance du Futur, pp 145-149, Lille, du 29/11 au 1/12, 2000.

[16] N. NOIROT, D. MAGNON, J. C. LE BUNETEL, « C.E.M. et électronique de puissance : Etude d'un nouveau composant : l'IGTH », Revue Internationale du Génie Electrique (RIGE), volume 7 – n° 1-2/2004, pp. 25-48, mars, 2004.

[17] D. MAGNON, J. JALADE, N. NOIROT, J-C. LE BUNETEL, J-P. LAUR, « Etude de la commande d'une structure MOS-thyristor permettant de satisfaire les normes C.E.M », EPF 2000, Conférence Electronique de Puissance du Futur, pp. 111-116, Lille, 29/11 au 1/12, 2000.

[18] E. LABOURE, F COSTA, F. FOREST, « Perspectives d'utilisation de la transformée en ondelettes pour l'analyse et la caractérisation des perturbations générées par les convertisseurs statiques », CEM94, pp 427-432.

[19] R. FERRAGUT, « Étude des circuits de commande assurant la CEM des variateurs de lumière utilisant des interrupteurs à grille isolée : application aux MBS », soutenue le 3 juillet 2003, Université de Tours.

[20] GONTHIER Laurent, LEQUEU Thierry, ANCEAU Christine, « Application de la démarche d'intégration fonctionnelle : intégration d'un interrupteur MOS à tenue inverse en tension et définition d'une cellule de commutation pour le cas alternatif », EPF'98, pp. 15-20, 1998.

[21] 30.J.C. LE BUNETEL, R. FERRAGUT, E. LEROY, D. MAGNON, L. GONTHIER, « Etude des commutations dans les systèmes utilisant des composants à grille isolée DE TYPE MBS », EPF 02, Montpellier, 13-15 novembre, 2002.

[22] B. JAYANT BALIGA, Power semiconductor devices, PWS Publishing, Boston 1996, pp434-450

[23] R. FERRAGUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, L. GONTHIER, « Study of a new driving strategy to ensure EMC compliance of MBS based dimmer », EPE 2003, 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Proc. CD-ROM, Toulouse, France, 2-4 sept,, 2003.

[24] BREHAUT STEPHANE, « Etude et réalisation d'un convertisseur AC/DC à faible pollution électromagnétique pour des puissances de 1 à 10 kW », soutenue le 18 février 2005, Université de Tours.

[25] M. OULD EL BECHIR, « Etude de la commande d'une structure MOS-Thyristor permettant de satisfaire les normes CEM », Mémoire de DEA soutenu en septembre 2000.

[26] S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, A. SCHELLMANNS, D. MAGNON, A. PUZO, « Development of a conducted EMI model for a industrial power factor corrector », EPE 2003, 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Proc. CD-ROM, Toulouse, France, 2-4 sept, 2003.

[27] COGITORE, B.; KERADEC, J.P.; BARBAROUX, J.; «The two-winding transformer: an experimental method to obtain a wide frequency range equivalent circuit» Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on ,Volume: 43 , Issue: 2 , Apr 1994 Pages:364 – 371

[28] TEULINGS, W.; «Prise en compte du câblage dans la conception et la simulation des convertisseurs de puissance : Performances CEM», thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992

[29] B. REVOL, J. ROUDET, EMC modeling of a three phase inverter, EPE 2003, Toulouse, France, 2003

[30] S. BREHAUT, O. EL BECHIR, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, « Analysis EMI of a PFC on the band pass 150kHz-30 MHz for a reduction of the electromagnetic pollution », APEC 2004, Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp 695 - 700, vol.2, Anaheim USA, 23-27 february, 2004.

[31] S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, A. PUZO, A. SANTOLARIA, D. GONZALEZ, J. GAGO, J. BALCELLS, « Interactions between an input EMI filter and a power supply », EMC'05, 16th International Zurich Symposium & Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Zurich, 14-18 February, 2005.

[32] J-C. LE BUNETEL, D. GONZALEZ, « Design of power supply in function of EMI assessment », ISIE 2007, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp 2540-2543, Vigo Spain, June 4-7, 2007.

[33] J. BALCELLS, D. GONZÁLEZ, M. LAMICH, D. BEDFORD, "EMI Generation Models for Switched Mode Power Supplies"; Proceedings of ESA SP-416, European Space Power

Conference, European Space Agency (ESA) , Tarragona, Sept 1998, ISBN 92-9092-664-3. pp. 421-426.

[34] KEITH B. HARDIN, JOHN T. FESSLER and DONALD R. Bush, “Spread Spectrum Clock Generation for the Reduction of Radiated Emissions”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility 1994, Chicago, USA. pp 227-231.

[35] KEITH B. HARDIN, ROBERT A. OGLESBEE, F. FISHER, “Investigation Into the Interference Potential of Spread-Spectrum Clock Generation to Broadband Digital Communications”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 45, No. 1, February 2003. pp 10-21.

[36] F. LIN and D.Y. CHEN, “Reducing of Power Supply EMI Emission by Switching Frequency Modulation”, Virginia Power Electronics Center, Virginia Polytechnic Institute and State University. The VPEC Tenth Annual Power Electronics Seminar, September 20-22, 1992. Blacksburg, Virginia 24061.

[37] K.K. TSE, RAYMON WAY-MAN Ng, HENRY SHU-HUNG CHUNG, S.Y. RON HUI, “An Evaluation of the Spectral Characteristics of Switching Converters With Chaotic Carrier-Frequency Modulation”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.50, Nº1, February 2003. pp. 171-182

[38] J. BALCELLS, A. SANTOLARIA, A. ORLANDI, D. GONZÁLEZ, J. GAGO, “EMI Reduction in Switched Power Converters Using Frequency Modulation Techniques”; IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol 47, No 3 , August 2005

[39] A. SANTOLARIA, J. BALCELLS, D. GONZÁLEZ, J. GAGO, “Evaluation of Switching Frequency Modulation in EMI Emissions Reduction applied to Switching Power Converters”, 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2003, Virginia, USA. pp 2306-2311

[40] A. SANTOLARIA, D. GONZALEZ, J. GAGO, J. BALCELLS, S. BREHAUT, J.C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Periodic Frequency Modulation Applied to Noise Cancellation between Power and Communication Buses », EMC05, 16th International Zurich Symposium & Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, Zurich, 14-18 February, 2005.

[41] D. GONZALEZ, J. BALCELLS, J. GAGO, S. BREHAUT, J-C. LE BUNETEL, D. MAGNON, « Conducted EMI Reduction in Power Converters by means of Periodic Switching Frequency Modulation », IEEE trans. On Power Electronics, Volume 22, Issue 6, pp 2271-2281, Nov, 2007.

[42] J. ACERO, J.M.BURDÍO, L.A. BARRAGÁN, D. NAVARRO, S. LLORENTE, “EMI improvements using the switching frequency modulation in a resonant inverter for domestic induction heating appliances”. 35th Power Electronics Specialist Conference. Aachen, Germany 2004 pp 3108-3112

[43] JOHNSON, S., ZANE, R., “Custom Spectral Shaping for EMI Reduction in High Frequency Inverters and Ballasts”. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol 20, No 6, November 2005, pp 1499-1505

[44] A. SANTOLARIA, J. BALCELLS, D. GONZÁLEZ, J. GAGO, Gil, S.D.,”EMI Reduction in Switched Power Converters by means of Spread Spectrum Modulation Techniques”. IEEE 35th Power Electronics Specialist Conference. Aachen, Germany 2004, pp. 292-296

[45] J-C. LE BUNETEL, D. GONZALEZ, S. BREHAUT, J. BALCELLS, « Impact of Periodic Switching Frequency Modulation control to reduce conducted EMI in Power Factor Converters », IECON 2006, 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp 2541-2545, Paris, 7-10 November, 2006.

[46] B. Andreycak, “Optimizing Performance of UC3854 in Power Factor Correction Applications”. Unitrode Design Note DN-39E. Texas Instruments, 1999.