



# Etude des circuits de commande assurant la compatibilité électromagnétique des variateurs de lumière utilisant des interrupteurs à grille isolée : application aux MBS

R. Ferragut

## ► To cite this version:

R. Ferragut. Etude des circuits de commande assurant la compatibilité électromagnétique des variateurs de lumière utilisant des interrupteurs à grille isolée : application aux MBS. Energie électrique. Université François Rabelais - Tours, 2003. Français. NNT : . tel-00677873

**HAL Id: tel-00677873**

**<https://theses.hal.science/tel-00677873>**

Submitted on 10 Mar 2012

**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.



UNIVERSITÉ FRANÇOIS RABELAIS  
TOURS

*Ecole Doctorale : Santé, Sciences, Technologies*

*Année universitaire : 2002 / 2003*

**THÈSE POUR OBTENIR LE GRADE DE  
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE TOURS**

*Discipline : Sciences Pour l'Ingénieur*

*présentée et soutenue publiquement*

*par :*

**Romain FERRAGUT**

*Ingénieur ISIM*

*le 3 Juillet 2003*

**Etude des circuits de commande assurant la compatibilité  
électromagnétique des variateurs de lumière utilisant des  
interrupteurs à grille isolée : application aux MBS.**

*Directeur de thèse : M. Didier MAGNON*

**JURY :**

|                       |                                                           |                    |
|-----------------------|-----------------------------------------------------------|--------------------|
| M. COCQUERELLE, J.-L. | Professeur à l'Université de Nantes                       | Rapporteur         |
| M. GONTHIER, L.       | Docteur, Ingénieur STMicroelectronics Tours               | Examineur          |
| M. LAFORE, D.         | Professeur à l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille | Rapporteur         |
| M. LE BUNETEL, J.-C.  | Maître de conférences à l'Université de Tours             | Examineur          |
| M. MAGNON, D.         | Maître de conférences (HDR) à l'Université de Tours       | Directeur de thèse |
| M. MERLE, P.          | Professeur à l'Université de Montpellier II               | Examineur          |



# Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés grâce au soutien de l'ANRT au travers d'une convention CIFRE. Ils sont également le résultat d'un partenariat étroit entre la société STMicroelectronics Tours et le Laboratoire de Microélectronique de Puissance de l'Université François Rabelais de Tours.

A ce titre, je tiens à remercier Monsieur le Professeur Robert Jérision, Directeur du Laboratoire de Microélectronique de Puissance, de m'avoir accueilli au sein de celui-ci. Je tiens également à remercier Monsieur Robert Pezzani, Directeur des services Design / ASE de la société STMicroelectronics Tours, pour avoir proposé ce sujet de recherche, m'avoir accueilli au sein de la société ainsi que pour l'intérêt constant qu'il a montré pour ce travail.

Je suis très honoré que Monsieur Pierre Merle, Professeur à l'Université des Sciences et Techniques du Languedoc ait accepté de présider ce Jury. Qu'il soit assuré de ma profonde gratitude.

Je tiens également à remercier Monsieur Jean-Louis Cocquerelle, Professeur à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes et Monsieur Dominique Lafore, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille d'avoir acceptés la charge de critiquer ce travail en tant que rapporteurs.

Que Monsieur Didier Magnon, Maître de Conférence, Habilité à Diriger des Recherches à l'Université de Tours soit remercié pour avoir accepté la direction de ce travail ainsi que pour la confiance et la liberté qu'il m'a accordées au cours de ces trois années.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à Monsieur Laurent Gonthier, Ingénieur au Laboratoire d'Application de la société STMicroelectronics Tours, pour avoir encadré ce travail ainsi que pour son expertise, sa bonne humeur et les conseils qu'il a su me prodiguer au cours de ce travail de recherche.

Que Monsieur Jean-Charles Le-Bunetel, Maître de Conférence à l'Université de Tours, trouve ici le témoignage de ma reconnaissance pour son aide, sa gentillesse et sa bonne humeur sans faille au cours des trois années pendant lesquelles il a accepté de suivre ce travail.

Les membres du Laboratoire de Microélectronique de Puissance ont sans aucun doute contribué, tant par leur aide que par la bonne ambiance qu'ils font régner au sein du laboratoire, au succès de ce travail. A ce titre, je tiens à remercier en premier lieu Philippe Leduc pour avoir accepté de partager son bureau avec moi pendant toute la durée de cette thèse. Nos nombreuses discussions furent autant d'occasions pour moi d'enrichir mes connaissances scientifiques, œnologiques ou musicologiques. Je tiens également à remercier Brahim Belgacem pour ses remarques pleines de bon sens, Christophe Mauriac pour son humour, Frédéric Cayrel pour sa bonne humeur et ses frayeurs mémorables, Daniel Alquier pour sa gentillesse et son esprit critique. Merci également à Emilien Bouyssou, Gweltaz Gaudin, Wilfried Vervisch, Ghafour

Benabdelaziz, Stéphane Moreau et Laurent Ventura. Que tous soient ici assurés de ma profonde amitié.

Ce travail a été rendu possible par l'aide et les conseils que m'ont prodigués les membres des services Laboratoire d'application, Design et R&D de la société STMicroelectronics Tours. Qu'ils soient tous remerciés pour l'expérience et les connaissances qu'ils m'ont apportées ainsi que pour la gentillesse avec laquelle ils m'ont accueillis.

Un grand merci également a Monsieur Jean Baillou, Professeur a l'Université François Rabelais de Tours pour avoir assuré la relecture attentive de ce manuscrit. L'orthographe et la lisibilité de celui ci en ont incontestablement bénéficiés.

Enfin, je tiens à remercier toutes les personnes que j'ai été amené à rencontrer au cours de cette thèse et qui ont rendu ces trois années enrichissantes tant sur le plan technique que sur le plan humain.

# SOMMAIRE

|                                                                                              |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>                                                           | <b>19</b> |
| <b>CHAPITRE 1 : Cadre de l'étude .....</b>                                                   | <b>23</b> |
| <b>1. Introduction .....</b>                                                                 | <b>23</b> |
| <b>2. Le système 'Variateur de lumière' .....</b>                                            | <b>23</b> |
| 2.1 Introduction .....                                                                       | 23        |
| 2.2 Etat de l'art.....                                                                       | 24        |
| 2.3 Les contraintes CEM des variateurs de lumière.....                                       | 26        |
| 2.3.1. Exigences de compatibilité électromagnétique relatives aux variateurs de lumière..... | 26        |
| 2.3.2. Mesures de perturbations selon la norme NF-EN 55015.....                              | 27        |
| 2.3.3. Méthodes de diminution des perturbations conduites.....                               | 29        |
| 2.4 Charges commandées par les variateurs de lumière.....                                    | 32        |
| 2.4.1. Charges résistives.....                                                               | 32        |
| 2.4.2. Charges inductives.....                                                               | 33        |
| 2.4.3. Charges capacitatives.....                                                            | 35        |
| 2.5 Conclusion.....                                                                          | 37        |
| <b>3. De l'IGBT au MBS .....</b>                                                             | <b>38</b> |
| 3.1 Introduction.....                                                                        | 38        |
| 3.2 Description des IGBT .....                                                               | 38        |
| 3.2.1. Structure de l'IGBT.....                                                              | 39        |
| 3.2.2. Principe de fonctionnement.....                                                       | 40        |
| 3.2.3. Limites de fonctionnement des IGBT.....                                               | 42        |
| 3.2.4. Les différentes technologies utilisées pour la réalisation d'IGBT .....               | 45        |
| 3.3 Adaptation de la structure des IGBT aux applications secteur .....                       | 48        |
| 3.4 Conclusion.....                                                                          | 50        |
| <b>4. Conclusion.....</b>                                                                    | <b>50</b> |

|                                                                                         |            |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>CHAPITRE 2 : Analyse du comportement à l'amorçage des MBS.....</b>                   | <b>55</b>  |
| <b>1. Introduction.....</b>                                                             | <b>55</b>  |
| <b>2. Représentation électrique du MBS à la fermeture .....</b>                         | <b>56</b>  |
| 2.1 Introduction .....                                                                  | 56         |
| 2.2 Représentation de la caractéristique statique .....                                 | 56         |
| 2.2.1. Délimitation des zones linéaire et saturée .....                                 | 57         |
| 2.2.2. Représentation de la zone linéaire.....                                          | 58         |
| 2.2.3. Représentation de la zone saturée .....                                          | 59         |
| 2.2.4. Détermination des paramètres de la diode .....                                   | 61         |
| 2.3 Prise en compte des capacités parasites .....                                       | 62         |
| 2.3.1. Principes de mesure des capacités parasites des composants à grille isolée ..... | 63         |
| 2.3.2. Choix d'une mesure directe des capacités inter-électrodes .....                  | 66         |
| 2.3.3. Caractérisation des capacités parasites du MBS.....                              | 68         |
| 2.4 Conclusion .....                                                                    | 72         |
| <b>3. Validation de la représentation électrique.....</b>                               | <b>73</b>  |
| 3.1 Introduction .....                                                                  | 73         |
| 3.2 Comparaison Simulation / Réalité .....                                              | 73         |
| 3.2.1. Ecart simulation/réalité de la caractéristique statique .....                    | 73         |
| 3.2.2. Ecart de représentation des commutations.....                                    | 75         |
| 3.3 Domaine de validité .....                                                           | 80         |
| 3.3.1. Influence des variations de résistance de grille .....                           | 80         |
| 3.3.2. Influence des variations de résistance de charge .....                           | 81         |
| 3.3.3. Influence de la tension maximale .....                                           | 82         |
| 3.3.4. Impact de l'inductance de charge.....                                            | 83         |
| 3.4 Conclusion .....                                                                    | 84         |
| <b>4. Influence des paramètres électriques du MBS sur la forme d'onde.....</b>          | <b>85</b>  |
| 4.1 Introduction .....                                                                  | 85         |
| 4.2 Les différentes phases de l'amorçage du MBS .....                                   | 86         |
| 4.3 Influence des paramètres de la caractéristique statique sur les formes d'onde ..... | 87         |
| 4.3.1. Effet de la tension de seuil .....                                               | 87         |
| 4.3.2. Influence de la transconductance.....                                            | 89         |
| 4.3.3. Impact de la forme générale de la caractéristique $I_A=f(V_{GS})$ .....          | 91         |
| 4.3.4. Modifications apportées par l'effet 'Early'.....                                 | 93         |
| 4.4 Influence des capacités parasites sur les formes d'onde .....                       | 94         |
| 4.4.1. Effet de la capacité $C_{GS}$ .....                                              | 94         |
| 4.4.2. Influence de la capacité $C_{AS}$ .....                                          | 95         |
| 4.4.3. Impact de la capacité $C_{GA}$ .....                                             | 96         |
| 4.5 Conclusion .....                                                                    | 99         |
| <b>5. Conclusion.....</b>                                                               | <b>100</b> |

## CHAPITRE 3 : Optimisation de l'amorçage des MBS sur charge résistive 103

|                                                                                                                          |            |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>1. Introduction .....</b>                                                                                             | <b>103</b> |
| <b>2. Etude des méthodes classiques d'optimisation des formes d'onde d'amorçage des composants à grille isolée .....</b> | <b>104</b> |
| 2.1 Introduction .....                                                                                                   | 104        |
| 2.2 Les méthodes employées pour le contrôle à la fermeture des composants à grille isolée                                | 104        |
| 2.2.1. La commande classique : commande par résistance de grille .....                                                   | 105        |
| 2.2.2. Commandes à pentes variables.....                                                                                 | 105        |
| 2.2.3. Commande en boucle fermée.....                                                                                    | 107        |
| 2.2.4. Commande par circuit R-C.....                                                                                     | 107        |
| 2.3 Optimisation de la commande R-C .....                                                                                | 108        |
| 2.3.1. Détermination des couples $R_G$ - $C_G$ optimaux.....                                                             | 109        |
| 2.3.2. Simulation d'un gradateur utilisant un circuit de grille de type R-C .....                                        | 112        |
| 2.3.3. Essais et validation.....                                                                                         | 114        |
| 2.4 Vers une forme d'onde sinusoïdale : la capacité $C_{GA}$ optimisée .....                                             | 116        |
| 2.4.1. Détermination de la forme de la capacité $C_{GA}$ optimale.....                                                   | 117        |
| 2.4.2. Simulation d'un gradateur commandé par un ensemble $R_G$ - $C_G$ - $C_{GA}$ optimisé.....                         | 120        |
| 2.5 Influence des dispersions de paramètres sur les formes d'onde obtenues .....                                         | 121        |
| 2.6 Conclusion .....                                                                                                     | 124        |
| <b>3. Recherche d'une stratégie de contrôle des formes d'onde à l'amorçage des MBS .....</b>                             | <b>126</b> |
| 3.1 Introduction .....                                                                                                   | 126        |
| 3.2 Etude de la tension de grille optimale .....                                                                         | 126        |
| 3.2.1. Méthode de détermination de la tension de grille optimale.....                                                    | 126        |
| 3.2.2. Influence des conditions de commutation sur la tension de grille optimale .....                                   | 128        |
| 3.2.3. Impact des dispersions de paramètres .....                                                                        | 130        |
| 3.3 Etude du courant de grille optimal.....                                                                              | 132        |
| 3.3.1. Méthode de détermination du courant de grille optimal.....                                                        | 132        |
| 3.3.2. Influence des conditions de commutation sur le courant de grille optimal.....                                     | 134        |
| 3.3.3. Impact des dispersions de paramètres .....                                                                        | 136        |
| 3.4 Conclusion .....                                                                                                     | 139        |
| <b>4. Etude et réalisation d'une commande à courant constant des MBS.....</b>                                            | <b>140</b> |
| 4.1 Introduction .....                                                                                                   | 140        |
| 4.2 Analyse de la commande sous courant constant.....                                                                    | 140        |
| 4.2.1. Performances du système simulé .....                                                                              | 140        |
| 4.2.2. Validation expérimentale .....                                                                                    | 142        |
| 4.3 Influence des variations de paramètres sur les formes d'onde .....                                                   | 144        |
| 4.3.1. Simulation de l'effet des dispersions maximales .....                                                             | 145        |
| 4.3.2. Essais et validation.....                                                                                         | 145        |
| 4.4 Intérêts de la commande sous courant constant .....                                                                  | 147        |
| <b>5. Conclusion.....</b>                                                                                                | <b>148</b> |

|                                                                                              |            |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>CONCLUSION GÉNÉRALE.....</b>                                                              | <b>153</b> |
| <b>ANNEXE 1 : Représentation des capacités variables dans le simulateur PSpice .....</b>     | <b>159</b> |
| <b>ANNEXE 2 : Programmes MATLAB de calcul des capacités <math>C_G</math> optimales. ....</b> | <b>161</b> |
| Programme principal : .....                                                                  | 161        |
| Fonction de minimisation : .....                                                             | 163        |
| <b>ANNEXE 3 : Programme MATLAB de calcul de la capacité <math>C_{GA}</math> optimale ...</b> | <b>165</b> |
| <b>ANNEXE 4 : Programme MATLAB de calcul du courant de grille optimum</b>                    | <b>167</b> |
| <b>GLOSSAIRE : .....</b>                                                                     | <b>173</b> |
| <b>RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES : .....</b>                                                   | <b>171</b> |

# LISTE DES FIGURES

## CHAPITRE 1 : Cadre de l'étude

|                                                                                                                                                                                                                 |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 1-1 : variateur de lumière à TRIAC et forme du courant consommé .....                                                                                                                                    | 24 |
| Figure 1-2 : associations de composants de puissance permettant de réaliser la fonction 'interrupteur bidirectionnel en tension et en courant' .....                                                            | 25 |
| Figure 1-3 : variateur de lumière à transistor MOS et courant consommé en fonction du type de commande utilisé : retard à l'amorçage (a) ; retard à l'ouverture (b) ; recentrage de phase (c) .....             | 25 |
| Figure 1-4 : banc de mesure des perturbations électromagnétiques conduites .....                                                                                                                                | 27 |
| Figure 1-5 : schéma type d'un récepteur de mesure super-hétérodyne .....                                                                                                                                        | 28 |
| Figure 1-6 : limites d'émission telles que définies dans la norme EN55015 (a) et réponse relative des détecteurs valeur moyenne et quasi-crête par rapport à la réponse du détecteur crête en bande B (b) ..... | 29 |
| Figure 1-7 : propagation des courants perturbateurs de mode différentiel ( $I_{md}$ ) et de mode commun ( $I_{mc}$ ) .....                                                                                      | 29 |
| Figure 1-8 : influence d'une croissance linéaire du courant (a) sur la forme des harmoniques de courant (b) .....                                                                                               | 30 |
| Figure 1-9 : durées de commutation optimales pour une forme d'onde sinusoïdale, en fonction du courant coupé et pour une fréquence de hachage de la sinusoïde secteur de 100Hz [11] .....                       | 31 |
| Figure 1-10 : mesures du courant maximum commuté en fonction du retard à l'amorçage du variateur de lumière dans le cas d'une lampe à incandescence (secteur 230V) .....                                        | 32 |
| Figure 1-11 : commutation d'un variateur de lumière contrôlant une lampe halogène ( $P=500W$ , $t_d=6ms$ , secteur 230V/50Hz) .....                                                                             | 33 |
| Figure 1-12 : variateur de lumière commandant une lampe halogène très basse tension et courant dans la charge .....                                                                                             | 34 |
| Figure 1-13 : commutation d'un variateur de lumière contrôlant un transformateur abaisseur pour lampes halogènes basse tension ( $P=105W$ , $t_d=5ms$ , secteur 230V/50Hz) .....                                | 34 |
| Figure 1-14 : schéma bloc d'une lampe fluorescente compacte (CFL) .....                                                                                                                                         | 35 |
| Figure 1-15 : forme du courant absorbé par les lampes fluorescentes compactes ( $P=15W$ ) .....                                                                                                                 | 36 |

|                                                                                                                                                                                                                               |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 1-16 : schéma bloc d'un transformateur électronique (a), tension d'entrée et courant absorbé une lampe halogène basse tension (b).....                                                                                 | 36 |
| Figure 1-17 : commutation d'un variateur de lumière contrôlant un transformateur électronique ( $P=105W$ , $t_d=4ms$ , secteur 230V/50Hz) ; vue générale (a), zoom sur la commutation (b).....                                | 37 |
| Figure 1-18 : coupe de la structure d'un IGBT et symbole électrique du composant .....                                                                                                                                        | 39 |
| Figure 1-19 : schéma équivalent de l'IGBT .....                                                                                                                                                                               | 40 |
| Figure 1-20 : capacités parasites de la structure des IGBT .....                                                                                                                                                              | 40 |
| Figure 1-21 : extension de la zone de charge d'espace dans la structure suite à une tension $V_{AK}$ positive .....                                                                                                           | 41 |
| Figure 1-22 : déplacement des électrons et des trous lors de la mise en conduction de l'IGBT .....                                                                                                                            | 41 |
| Figure 1-23 : déplacement des trous dans la structure (a) et forme du courant (b) lors de l'ouverture du composant.....                                                                                                       | 42 |
| Figure 1-24 : thyristor parasite de la structure IGBT .....                                                                                                                                                                   | 43 |
| Figure 1-25 : courant de trous dans la structure et fraction de ce courant circulant dans la résistance $R_p$ .....                                                                                                           | 44 |
| Figure 1-26 : méthode de diminution de sensibilité de la structure au 'latch-up' : structure initiale (a) ; diminution de l'épaisseur de la zone $N^+$ (b) ; surdopage $P^+$ (c) ; utilisation de zones de diversion (d)..... | 45 |
| Figure 1-27 : comparaison entre un IGBT à base homogène (a) et un IGBT à limitation de zone de charge d'espace (b) .....                                                                                                      | 46 |
| Figure 1-28 : structure d'un IGBT à grille en 'tranchée' .....                                                                                                                                                                | 47 |
| Figure 1-29 : coupe de la structure du MBS et symbole électrique du composant.....                                                                                                                                            | 49 |
| Figure 1-30 : schéma électrique d'un variateur de lumière à MBS .....                                                                                                                                                         | 49 |

## CHAPITRE 2 : Analyse du comportement à l'amorçage des MBS

|                                                                                                            |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 2-1 : circuit équivalent simplifié du MBS (MOS + Diode) .....                                       | 56 |
| Figure 2-2 : délimitation des zones linéaire et saturée sur la caractéristique statique du composant ..... | 57 |
| Figure 2-3 : caractéristique $I_A=f(V_{GS})$ du MBS dans sa zone linéaire à $V_{AS}=16V$ .....             | 58 |
| Figure 2-4 : tension 'd'Early' d'un composant .....                                                        | 58 |
| Figure 2-5 : schéma de la représentation PSpice de la caractéristique statique du MBS .....                | 60 |

|                                                                                                                                                                                                                                                                |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 2-6 : principe de la mesure d'impédance par pont 'Auto-Equilibré'.....                                                                                                                                                                                  | 64 |
| Figure 2-7 : capacités parasites des transistors et correspondance avec les capacités du quadripôle réciproque en $\Pi$ équivalent.....                                                                                                                        | 64 |
| Figure 2-8 : schémas de mesure des capacités parasites sous forme de capacités d'entrée ( $C_{iss}$ ) de sortie ( $C_{oss}$ ) et de transfert ( $C_{rss}$ ).....                                                                                               | 65 |
| Figure 2-9 : schémas de mesure des capacités $C_{GA}$ , $C_{AS}$ et $C_{GS}$ en fonction de la tension à leurs bornes .....                                                                                                                                    | 67 |
| Figure 2-10 : variation de la capacité $C_{GA}$ en fonction de la tension $V_{AG}$ et de la tension $V_{GS}$ .....                                                                                                                                             | 68 |
| Figure 2-11 : mesures des capacités $C_{GA}$ , $C_{AS}$ et $C_{GS}$ en fonction de la tension à leurs bornes et de la tension aux bornes du troisième terminal. ....                                                                                           | 69 |
| Figure 2-12 : résultat des mesures des capacités parasites du MBS (de haut en bas : $C_{GA}$ , $C_{AS}$ , $C_{GS}$ ).....                                                                                                                                      | 71 |
| Figure 2-13 : représentation électrique du MBS proposée .....                                                                                                                                                                                                  | 72 |
| Figure 2-14 : comparaison entre les caractéristiques statiques mesurée et simulée : courbes $I_A=f(V_{GS})$ (a) ; courbes $I_A=f(V_{AS}, V_{GS})$ (b).....                                                                                                     | 74 |
| Figure 2-15 : tensions déchet mesurées et simulées pour différents courants $I_A$ (a) et erreur de représentation associée (b) .....                                                                                                                           | 75 |
| Figure 2-16 : schéma du hacheur utilisé pour les essais de commutation .....                                                                                                                                                                                   | 76 |
| Figure 2-17 : comparaison entre formes d'ondes simulées et mesurées ( $R_G=10k\Omega$ , $E=300V$ $R_L=100\Omega$ ) ; (a) tensions et courants commutés, (b) zoom sur la commutation, (c) tensions de grille $V_{GS}$ et (d) zoom sur la tension de grille..... | 77 |
| Figure 2-18 : comparaison entre simulation et mesure : puissance dissipée dans le composant lors d'une commutation ( $R_G=10k\Omega$ , $E=300V$ , $R_L=100\Omega$ ) .....                                                                                      | 78 |
| Figure 2-19 : comparaison entre le contenu fréquentiel de commutation mesurée et simulée et erreur calculée (FFT de $V_{AS}$ ; $R_G=10k\Omega$ , $E=300V$ , $R_L=100\Omega$ ) .....                                                                            | 79 |
| Figure 2-20 : mesures de l'erreur de la représentation électrique pour différentes résistances de grille (vitesse de commutation). ....                                                                                                                        | 80 |
| Figure 2-21 : mesure de l'erreur de la représentation du MBS pour différents courants commutés. ....                                                                                                                                                           | 82 |
| Figure 2-22 : mesure de l'erreur de la représentation électrique pour différentes tensions $V_{AS}$ .....                                                                                                                                                      | 83 |
| Figure 2-23 : schéma du hacheur utilisé pour les essais de commutation sur charge inductive.....                                                                                                                                                               | 83 |
| Figure 2-24 : impact de l'inductance de la charge sur l'erreur de la représentation .....                                                                                                                                                                      | 84 |

|                                                                                                                                                                                  |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 2-25 : domaine de validité de la représentation électrique du MBS pour une application de type variateur de lumière (Erreur maximale 10%) .....                           | 84 |
| Figure 2-26 : décomposition de l'amorçage du MBS en cinq phases .....                                                                                                            | 86 |
| Figure 2-27 : modifications en simulation de la tension de seuil du MBS de 50% à 150% (courbe $I_A=f(V_{GS})$ ) .....                                                            | 88 |
| Figure 2-28 : formes de commutation obtenues pour différentes valeurs de tension de seuil .....                                                                                  | 89 |
| Figure 2-29 : variation des tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de tension de seuil .....                                                                       | 89 |
| Figure 2-30 : modifications en simulation de la transconductance du MBS de 50% à 150% (Courbe $I_A=f(V_{GS})$ ) .....                                                            | 90 |
| Figure 2-31 : comparaison entre formes d'onde de commutation typique et formes d'onde obtenues pour différentes valeurs de la transconductance .....                             | 90 |
| Figure 2-32 : variation des tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la transconductance .....                                                                    | 91 |
| Figure 2-33 : linéarisation de la caractéristique de transfert du MBS ( $I_A=f(V_{GS})$ ) .....                                                                                  | 91 |
| Figure 2-34 : comparaison entre formes d'onde de commutation typique et formes d'onde obtenues après linéarisation de la caractéristique $I_A=f(V_{GS})$ .....                   | 92 |
| Figure 2-35 : comparaison entre tension de grille typique et tension de grille obtenue après linéarisation de la caractéristique $I_A=f(V_{GS})$ .....                           | 92 |
| Figure 2-36 : formes d'ondes de commutation obtenues pour différentes valeurs de la tension d'Early ( $V_{Early}$ ) .....                                                        | 93 |
| Figure 2-37 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la tension d'Early ( $V_{Early}$ ) .....                                                                   | 94 |
| Figure 2-38 : formes d'onde de commutation obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Source ( $C_{GS}$ ) (a) et $dI/dt$ en milieu de commutation associé (b) ..... | 95 |
| Figure 2-39 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Source ( $C_{GS}$ ) .....                                                               | 95 |
| Figure 2-40 : formes d'onde de commutation obtenues pour différentes valeurs de la capacité Anode-Source ( $C_{AS}$ ) .....                                                      | 96 |
| Figure 2-41 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la capacité Anode-Source ( $C_{AS}$ ) .....                                                                | 96 |
| Figure 2-42 : formes d'onde de commutation obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Anode ( $C_{GA}$ ) .....                                                      | 97 |
| Figure 2-43 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Anode ( $C_{GA}$ ) .....                                                                | 97 |

|                                                                                                                                              |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 2-44 : comparaison entre la forme mesurée de la capacité $C_{GA}$ et sa forme linéarisée .....                                        | 98  |
| Figure 2-45 : comparaison entre formes d'onde typiques et formes d'onde obtenues après linéarisation de la capacité $C_{GA}$ .....           | 99  |
| Figure 2-46 : comparaison entre tensions de grille typiques et tensions de grille obtenues après linéarisation de la capacité $C_{GA}$ ..... | 99  |
| Figure 2-47 : influence des paramètres électriques du MBS sur les différentes parties de la commutation .....                                | 100 |

## CHAPITRE 3 : Optimisation de l'amorçage des MBS sur charge résistive

|                                                                                                                                                                                                                                                                 |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 3-1 : contrôle de la grille par résistance pour un IGBT utilisé dans un hacheur dévolteur .                                                                                                                                                              | 105 |
| Figure 3-2 : commande par double résistance de grille d'un IGBT utilisé dans un hacheur dévolteur .....                                                                                                                                                         | 106 |
| Figure 3-3 : principe de la commande CATS utilisée dans un hacheur dévolteur.....                                                                                                                                                                               | 107 |
| Figure 3-4 : la commande $R_G$ - $C_G$ des IGBT .....                                                                                                                                                                                                           | 108 |
| Figure 3-5 : circuit équivalent du variateur de lumière lors de l'amorçage du MBS.....                                                                                                                                                                          | 109 |
| Figure 3-6 : capacité $C_G$ optimale en fonction de la tension à ses bornes et de la résistance de grille pour $t_d=6ms$ (a) et pour une résistance de grille de $10k\Omega$ avec différents retard à l'amorçage (durée de commutation $t_c$ optimisée-b) ..... | 111 |
| Figure 3-7 : comparaison entre les formes d'onde obtenues avec une commande par simple résistance de grille, une commande par le réseau $R_G$ - $C_G$ calculé et la commutation idéale ( $t_d=6ms$ , $R_L=88\Omega$ , $E=310V$ ).....                           | 112 |
| Figure 3-8 : comparaison entre les perturbations obtenues avec la commande $R_G$ CEM et avec la commande $R_G$ - $C_G$ calculée (Simulations, $t_d=6ms$ , $R_L=88\Omega$ , $E=310V$ ) .....                                                                     | 113 |
| Figure 3-9 : comparaison entre les formes d'onde obtenues avec une commande $R_G$ - $C_G$ optimisée et la commande $R_G$ - $C_G$ CEM ( $t_d=6ms$ , $R_L=88\Omega$ , $E=310V$ ).....                                                                             | 113 |
| Figure 3-10 : comparaison entre les perturbations obtenues avec une commande $R_G$ - $C_G$ optimisée et la commande $R_G$ - $C_G$ CEM (Simulations, $t_d=6ms$ , $R_L=88\Omega$ , $E=310V$ ).....                                                                | 114 |
| Figure 3-11 : formes d'onde de courant expérimentales obtenues avec les différents circuits de commande ( $t_d=6ms$ , $R_L=88\Omega$ , $E=310V$ ).....                                                                                                          | 115 |
| Figure 3-12 : niveaux de perturbations conduites mesurées sur les trois commandes ( $t_d=6ms$ , lampe de 500W).....                                                                                                                                             | 115 |
| Figure 3-13 : circuit équivalent du variateur de lumière commandé par un réseau $R_G$ - $C_G$ - $C_{GA}$ ....                                                                                                                                                   | 117 |

|                                                                                                                                                                                                                                  |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 3-14 : comparaison entre la capacité $C_{GA}$ optimale et la capacité $C_{GA}$ du MBS ( $t_d=6ms$ , $I_{max}=3,5A$ , et $E=310V$ ) .....                                                                                  | 119 |
| Figure 3-15 : effet de la valeur de la résistance de grille $R_G$ sur les valeurs de la capacité $C_{GA}$ permettant d'obtenir une commutation sinusoïdale ( $C_{GA}$ optimale).....                                             | 119 |
| Figure 3-16 : comparaison entre les formes d'onde obtenues avec une commande $R_G-C_G$ calculée, une commande $R_G-C_G-C_{GA}$ optimale et le sinus idéal (Simulations, $t_d=6ms$ , $R_L=88\Omega$ , $E=310V$ ) .....            | 120 |
| Figure 3-17 : comparaison entre les perturbations obtenues avec une commande $R_G-C_G$ calculée, la commande $R_G-C_G-C_{GA}$ optimale et la commutation sinusoïdale (Simulations, $t_d=6ms$ , $R_L=88\Omega$ , $E=310V$ ) ..... | 121 |
| Figure 3-18 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur la forme du courant lors des commutations (simulation) .....                                                                              | 122 |
| Figure 3-19 : tension de seuil et transconductance des composants choisis pour illustrer l'influence des dispersions de paramètres.....                                                                                          | 123 |
| Figure 3-20 : comparaison des formes d'onde obtenues pour deux composants ayant des caractéristiques différentes ( $R_G=56k\Omega$ , $R_L=88\Omega$ , $E=310V$ ).....                                                            | 124 |
| Figure 3-21 : schéma de la commande à contre-réaction du MBS.....                                                                                                                                                                | 127 |
| Figure 3-22 : comparaison entre la commutation sinusoïdale et la commutation obtenue avec la boucle de contre-réaction (simulation, $E=310V$ , $R_L=88\Omega$ , $t_c=65\mu s$ ).....                                             | 127 |
| Figure 3-23 : influence du retard à l'amorçage sur les tensions $V_{GS}$ optimales, durée de commutation constante ( $t_c=65\mu s$ ) .....                                                                                       | 129 |
| Figure 3-24 : influence du retard à l'amorçage sur les tensions $V_{GS}$ optimales, la durée de commutation est optimisée en fonction du retard à l'amorçage .....                                                               | 129 |
| Figure 3-25 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur la tension $V_{GS}$ optimale.....                                                                                                         | 131 |
| Figure 3-26 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur les formes d'onde lors de la commande du composant sous $V_{GS}$ optimal.....                                                             | 131 |
| Figure 3-27 : schéma équivalent du variateur de lumière commandé par courant.....                                                                                                                                                | 132 |
| Figure 3-28 : courant $I_G$ optimal pour un retard à l'amorçage de 6ms sur une lampe de 500W - vue générale (a) et zoom sur le plateau (b).....                                                                                  | 133 |
| Figure 3-29 : formes d'onde obtenues par une commande en courant optimisée (simulation).....                                                                                                                                     | 134 |
| Figure 3-30 : influence du retard à l'amorçage sur les courants $I_G$ optimaux, durée de commutation constante ( $t_c=65\mu s$ ) – vue générale (a) et zoom sur le plateau (b) .....                                             | 135 |

|                                                                                                                                                                                                              |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 3-31 : influence du retard à l'amorçage sur les courants $I_G$ optimaux, la durée de commutation est optimisée en fonction du retard à l'amorçage – vue générale (a) et zoom sur le plateau (b) ..... | 136 |
| Figure 3-32 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur le courant $I_G$ optimal – vue générale (a) et zoom sur le plateau (b) .....                                          | 137 |
| Figure 3-33 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur les formes d'onde obtenues par une commande à $I_G$ optimal (simulation).....                                         | 138 |
| Figure 3-35 : comparaison des formes d'onde de commutation simulées pour les commandes $I_G$ constant, $R_G$ , $R_G$ - $C_G$ 'CEM' ( $t_d=6ms$ , $P=500W$ ).....                                             | 141 |
| Figure 3-36 : évolution des pertes lors des commutations simulées pour les commandes $I_G$ constant, $R_G$ et $R_G$ - $C_G$ 'CEM' .....                                                                      | 141 |
| Figure 3-36 : comparaison des perturbations électromagnétiques simulées pour les commandes $I_G$ constant, $R_G$ et $R_G$ - $C_G$ 'CEM' (secteur 230V, $t_d=6ms$ ) .....                                     | 142 |
| Figure 3-37 : Circuit de commande de grille utilisant une source de courant.....                                                                                                                             | 143 |
| Figure 3-38 : comparaison des formes d'onde de commutation mesurées pour les commandes $R_G$ , $R_G$ - $C_G$ et $I_G$ constante .....                                                                        | 143 |
| Figure 3-39 : comparaison des mesures de perturbations générées par la commande sous courant constant et les commandes $R_G$ et $R_G$ - $C_G$ ( $t_d=6ms$ , Lampe de 500W) .....                             | 144 |
| Figure 3-40 : influence des dispersions de paramètres sur les formes d'onde obtenues par une commande sous courant constant des MBS (simulation) .....                                                       | 145 |
| Figure 3-41 : comparaison des formes d'onde obtenues pour deux composants ayant des caractéristiques différentes, commandés par courant constant ( $R_L=88\Omega$ , $E=310V$ ). 146                          |     |
| Figure 3-42 : comparaison des durées de commutation et des pertes de commutation obtenues avec une commande classique par résistance de grille et une commande sous courant constant .....                   | 146 |



---

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

---



# INTRODUCTION GÉNÉRALE

Initialement utilisés dans le secteur industriel, les systèmes électroniques de puissance se sont progressivement immiscés dans les équipements grand-public. Cette diffusion a été rendue possible par l'amélioration des technologies des composants semi-conducteurs de puissance, à la base des systèmes actuels de conversion d'énergie. Les progrès réalisés ont permis d'améliorer les performances des systèmes. D'autre part, les préoccupations environnementales ont poussé les fabricants d'équipements grand-public à développer des produits de plus en plus économes en énergie où l'électronique de puissance prend une place de plus en plus importante.

Cependant, les systèmes de conversion d'énergie sont, de par leur fonctionnement basé sur la commutation, générateurs de perturbations électromagnétiques pour les dispositifs électroniques environnants. Afin d'éviter que leur utilisation grandissante au sein des équipements grand-public n'ait pour corollaire une augmentation des perturbations électromagnétiques, des normes de compatibilité électromagnétique ont été édictées. Ces normes réglementent les niveaux de perturbations électromagnétiques émises et supportées en fonctionnement normal par les systèmes électroniques. Elles constituent une contrainte importante pour les systèmes de conversion d'énergie et nécessitent généralement l'utilisation de filtres passifs, qui engendrent une augmentation de la taille et du coût du système. La prise en compte des contraintes de compatibilité électromagnétique d'un système dès la conception permet cependant de limiter l'augmentation de coût engendrée. De nombreuses études ont été menées afin de diminuer la taille des filtres utilisés. Cette diminution de taille des filtres passe le plus souvent par la diminution des perturbations générées par les commutations du convertisseur.

Comme tous les systèmes de conversion d'énergie raccordés au réseau électrique, les variateurs de lumière doivent faire face aux contraintes de compatibilité électromagnétique. Les variateurs de lumière classiques, utilisant un TRIAC comme interrupteur de puissance, sont munis d'un filtre pour réduire les émissions électromagnétiques sur le secteur. Cependant, la réalisation de variateurs de lumière muraux nécessite de réduire de manière importante l'encombrement du système. La taille du filtre constitue alors un handicap pour l'intégration de l'ensemble et les concepteurs se sont intéressés au respect des normes CEM sans utilisation de ce filtre secteur. Les solutions retenues utilisent alors des composants MOS ou IGBT dont on modifie les formes de commutation afin de diminuer les perturbations électromagnétiques générées. L'utilisation de ces composants présente l'inconvénient d'engendrer des pertes de conduction et de commutation plus importantes que les variateurs de lumière classiques. En effet, les composants utilisés n'assurant aucune tenue en tension inverse, ils sont placés en série avec une diode, ce qui augmente la chute de tension à l'état passant. D'autre part, il est nécessaire de faire appel à un nombre plus important d'interrupteurs de puissance, ce qui augmente le coût de la solution. Ce constat a poussé la société STMicroelectronics à développer un interrupteur de puissance dédié tout particulièrement à la réalisation de variateurs de lumière muraux : le MOS Bidirectional Switch (MBS). Il permet d'envisager une diminution des pertes et du prix du système.

L'étude présentée ici porte sur la recherche de méthodes de commande des MBS permettant de réduire les perturbations émises par les variateurs de lumière, afin que ceux-ci respectent les normes de compatibilité électromagnétique sans l'utilisation d'un filtre secteur. Ce travail a été effectué en partenariat entre la société STMicroelectronics de Tours et le Laboratoire de Microélectronique de Puissance de l'Université de Tours. Il fait suite au travail déjà effectué par Fabrice Guitton au LMP concernant l'étude des formes d'onde de commutation permettant aux convertisseurs raccordés au secteur de respecter les normes d'émission électromagnétique. Nous nous sommes appuyés sur ce travail et avons cherché à optimiser les commutations des MBS de manière à obtenir les pertes de commutation minimales, tout en conservant des perturbations électromagnétiques inférieures aux normes en vigueur. L'étude s'est ainsi orientée vers la définition d'un circuit de commande de MBS permettant d'assurer de manière fiable la compatibilité électromagnétique du variateur de lumière.

Nous définirons dans le premier chapitre le cadre général de l'étude. Après une brève présentation des variateurs de lumière, nous détaillerons les contraintes de compatibilité électromagnétique de ces systèmes. Nous décrirons la structure du MBS et montrerons les avantages apportés par celui-ci. Enfin, nous présenterons le cahier des charges du variateur mural que nous avons étudié.

Nous nous intéresserons dans le deuxième chapitre à l'influence des paramètres électriques du MBS sur les formes d'ondes de commutation. Un modèle comportemental du MBS à l'amorçage sera présenté et validé. Ce modèle nous permettra de montrer clairement par simulation l'influence des paramètres électriques du MBS sur les formes d'ondes de commutation.

Ces résultats seront exploités dans le troisième chapitre. Après une courte présentation des différents circuits de commande permettant d'optimiser les formes de commutation des composants à grille isolée, nous nous intéresserons à l'optimisation des circuits de commande les plus adaptés aux variateurs de lumière. Nous montrerons les avantages et les limites des approches classiques de commande et définirons une nouvelle commande de composant à grille isolée. Les performances de cette nouvelle commande seront présentées par des simulations et des résultats expérimentaux.

---

## **CHAPITRE 1 :**

### **Cadre de l'étude**

---

|                                                                                                       |           |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1. Introduction.....</b>                                                                           | <b>23</b> |
| <b>2. Le système ‘Variateur de lumière’ .....</b>                                                     | <b>23</b> |
| 2.1. Introduction .....                                                                               | 23        |
| 2.2. Etat de l’art.....                                                                               | 24        |
| 2.3. Les contraintes CEM des variateurs de lumière.....                                               | 26        |
| 2.3.1. <i>Exigences de compatibilité électromagnétique relatives aux variateurs de lumière.</i> ..... | 26        |
| 2.3.2. <i>Mesures de perturbations selon la norme NF-EN 55015.....</i>                                | 27        |
| 2.3.3. <i>Méthodes de diminution des perturbations conduites.....</i>                                 | 29        |
| 2.4. Charges commandées par les variateurs de lumière.....                                            | 32        |
| 2.4.1. <i>Charges résistives.....</i>                                                                 | 32        |
| 2.4.2. <i>Charges inductives.....</i>                                                                 | 33        |
| 2.4.3. <i>Charges capacitives.....</i>                                                                | 35        |
| 2.5. Conclusion .....                                                                                 | 37        |
| <b>3. De l’IGBT au MBS.....</b>                                                                       | <b>38</b> |
| 3.1. Introduction .....                                                                               | 38        |
| 3.2. Description des IGBT.....                                                                        | 38        |
| 3.2.1. <i>Structure de l’IGBT.....</i>                                                                | 39        |
| 3.2.2. <i>Principe de fonctionnement.....</i>                                                         | 40        |
| 3.2.3. <i>Limites de fonctionnement des IGBT.....</i>                                                 | 42        |
| 3.2.4. <i>Les différentes technologies utilisées pour la réalisation d’IGBT.....</i>                  | 45        |
| 3.3. Adaptation de la structure des IGBT aux applications secteur .....                               | 48        |
| 3.4. Conclusion .....                                                                                 | 50        |
| <b>4. Conclusion.....</b>                                                                             | <b>50</b> |

# **CHAPITRE 1 : Cadre de l'étude**

## **1. Introduction**

Le but de ce chapitre est double. Il permettra tout d'abord d'introduire les notions et généralités utiles à la compréhension du reste du mémoire. Il permettra également, dans un second temps, de définir de manière précise les contraintes imposées au système de variation de lumière. Ainsi, nous définirons les limites de puissance du variateur, le type de charge commandée et le type d'interrupteur de puissance utilisé.

Dans un premier temps, l'état de l'art des systèmes de variation de lumière sera exposé. Les contraintes imposées par les normes de compatibilité électromagnétique seront listées et les différentes alternatives techniques permettant de répondre à celles-ci seront présentées. Enfin, les différents types de lampes rencontrés dans le grand public seront répertoriés. Nous détaillerons leur principe de fonctionnement ainsi que les contraintes induites pour le variateur de lumière.

Dans un second temps, le principe de fonctionnement des interrupteurs statiques dont nous avons contrôlé les formes de commutation au cours de notre étude sera exposé. La structure interne des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et celle des MBS (Mos Bidirectional Switch) seront comparées et nous listerons les avantages offerts par ces derniers dans les applications secteur.

## **2. Le système 'Variateur de lumière'**

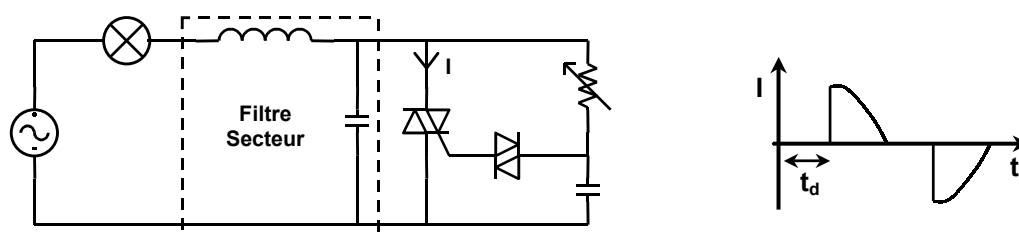
### **2.1 Introduction**

Les variateurs de lumière monophasés connectés au secteur ont connu un fort développement au cours des années quatre vingt grâce à la démocratisation des luminaires d'intérieur à lampe halogène. D'autre part, leur utilisation pour modifier l'ambiance lumineuse s'est également répandue et ils sont devenus une partie intégrante de la décoration intérieure. Si les variateurs de lumière sont des montages aujourd'hui éprouvés, les fabricants tentent toujours de les améliorer. Ces améliorations passent notamment par la miniaturisation du système afin de l'intégrer aux interrupteurs muraux (variateurs muraux). Le maintien de pertes faibles et la diminution des coûts sont alors des contraintes majeures pour le variateur. A ces contraintes s'ajoute la nécessité pour les variateurs de s'adapter au nombre grandissant de charges différentes utilisées dans le grand public. Notre étude s'inscrit directement dans ces préoccupations et porte plus principalement sur les deux premiers points soulevés. Nous allons présenter ici, le principe de fonctionnement des variateurs de lumière actuellement sur le marché.

## 2.2 Etat de l'art

Les variateurs de lumière généralement connectés au réseau sont basés sur le principe de la conversion alternatif/alternatif directe par gradateur [1]. L'énergie fournie à la charge est ainsi contrôlée en faisant varier la durée de conduction de l'interrupteur de puissance. L'interrupteur utilisé doit pour ce faire être bidirectionnel en tension et en courant (il doit être capable de bloquer des tensions positives et négatives et de conduire des courants positifs et négatifs).

Le TRIAC (TRIode for Alternating Current) est l'interrupteur statique le plus souvent utilisé dans les variateurs de lumière faible coût (Figure 1-1). Le TRIAC est un interrupteur de puissance bidirectionnel en tension et en courant, commandable à la fermeture et à ouverture spontanée. Il peut être commodément représenté par l'association en anti-parallèle de deux thyristors commandés par la même gâchette, bien que ce schéma soit légèrement éloigné de la réalité physique [2].



**Figure 1-1 : variateur de lumière à TRIAC et forme du courant consommé**

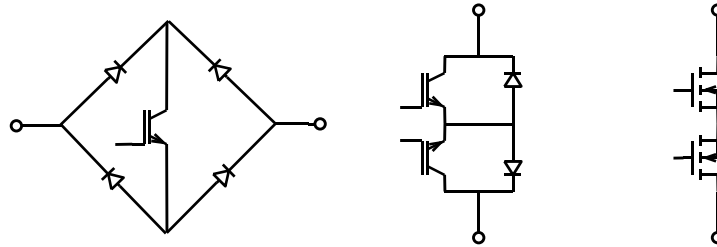
Dans ce type de variateur, le contrôle de la puissance fournie à la charge est réalisé par modification du retard à l'amorçage de l'interrupteur. La commande la plus simple est obtenue classiquement en utilisant une capacité, un DIAC (Diode for Alternating Current) et un potentiomètre. Le potentiomètre permet de faire varier la constante de temps de la charge du condensateur. Lorsque la tension aux bornes de celui-ci dépasse le seuil de déclenchement du DIAC, un courant  $I_G$  circule dans la gâchette du TRIAC et l'amorce. Le TRIAC s'ouvre spontanément à la fin de la demi-alternance lorsque le courant circulant dans la charge devient inférieur à son courant de maintien.

L'utilisation des TRIAC dans les variateurs de lumière impose l'utilisation d'une commande par retard à l'amorçage. Ce type de commande présente l'inconvénient, nous le verrons plus loin, de n'être utilisable que pour le contrôle des charges résistives ou inductives. En effet, l'amorçage du TRIAC sur une charge capacitive (lampe CFL, transformateur électronique) ne peut se faire qu'à une tension réseau faible ( $t_d \approx 0\text{ms}$ ), sous peine de voir circuler un courant élevé lié à la charge de la capacité lors de l'amorçage, rapide, du TRIAC.

D'autre part, la compatibilité électromagnétique du variateur de lumière à TRIAC ne peut être assurée que par l'utilisation d'un filtre secteur assez volumineux. Ce filtre a pour but de lisser les courants et tensions d'entrée du variateur.

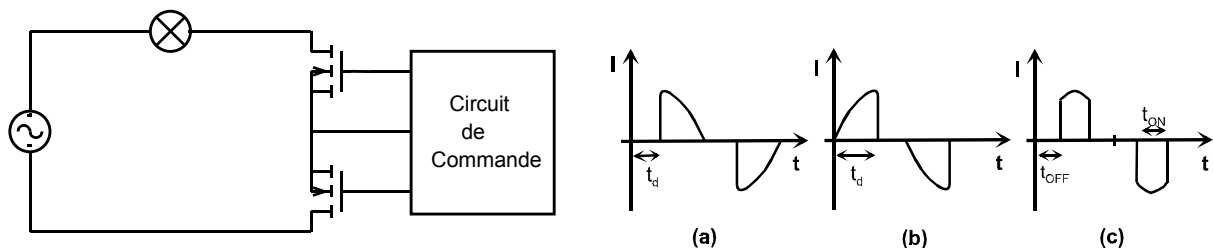
Dans les variateurs de lumière plus évolués, les TRIAC sont très souvent remplacés par des composants à grille isolée (MOS, IGBT) associés deux par deux afin de réaliser l'interrupteur

bidirectionnel en tension et en courant (Figure 1-2). Cependant, la chute de tension à l'état passant de l'interrupteur est augmentée puisqu'elle résulte de la mise en série d'au moins deux composants de puissance. Ceci entraîne une augmentation des pertes. Celle-ci est bien souvent jugulée en utilisant des composants ayant un calibre en courant plus élevé que nécessaire (*i.e.* une surface active plus importante), ce qui entraîne une augmentation du prix de la solution.



**Figure 1-2 : associations de composants de puissance permettant de réaliser la fonction 'interrupteur bidirectionnel en tension et en courant'**

L'interrupteur réalisé étant commandable à l'ouverture et à la fermeture, de nouvelles possibilités de commande s'offrent aux concepteurs. Ainsi, la commande par retard à l'amorçage déjà utilisée par les variateurs à TRIAC peut être remplacée par une commande par retard à l'ouverture. Dans celle-ci, l'interrupteur statique est amorcé au zéro de tension secteur et l'instant d'ouverture de celui-ci est commandable (Figure 1-3-b). Cette méthode de commande a l'avantage d'élargir le champ d'application des variateurs de lumière aux charges à comportement capacitif (lampes à 'économie d'énergie' et 'transformateurs électroniques') puisque l'amorçage se produit pour une tension nulle.



**Figure 1-3 : variateur de lumière à transistor MOS et courant consommé en fonction du type de commande utilisé : retard à l'amorçage (a) ; retard à l'ouverture (b) ; recentrage de phase (c)**

L'adaptation du mode de commande de l'interrupteur statique à grille isolée permet à celui-ci de contrôler la puissance fournie à des charges inductives, résistives et capacitives et de réaliser ainsi un variateur de lumière universel. Ce type de variateur est, malgré sa complexité et son coût, de plus en plus utilisé de par le nombre croissant de charges capacitives à commander. D'autre part, nous verrons que l'utilisation de MOS ou d'IGBT permet également de faciliter la gestion de la compatibilité électromagnétique du système. Le filtre secteur nécessaire au respect des normes CEM pour les variateurs de lumière à TRIAC peut être enlevé, ce qui facilite grandement la réalisation de variateurs de lumière muraux.

## **2.3 Les contraintes CEM des variateurs de lumière**

Tout système électronique mis sur le marché doit satisfaire à une liste de contraintes normatives qui visent à assurer la compatibilité des systèmes avec leur environnement et la sécurité de l'utilisateur. Notre étude a porté principalement sur le respect des normes de compatibilité électromagnétique pour les variateurs de lumière. Nous allons lister ici ces normes, les contraintes qu'elles imposent, les moyens généralement employés pour les satisfaire et les méthodes de mesure utilisées.

### **2.3.1. Exigences de compatibilité électromagnétique relatives aux variateurs de lumière**

Comme tout système électronique, les variateurs de lumière doivent respecter certaines normes de compatibilité électromagnétique afin d'être commercialisables sur le marché Européen (marquage 'CE'). Les normes de Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) ont pour but de permettre aux appareils électroniques réunis au sein d'un même environnement électromagnétique de cohabiter de manière harmonieuse. A ce titre, les appareils mis sur le marché doivent être capables de supporter les perturbations électromagnétiques générées par leur entourage. Ils doivent également générer des niveaux de perturbations électromagnétiques limités afin de ne pas gêner le fonctionnement des autres appareils. Les normes CEM peuvent donc être décomposées en deux types :

- les normes d'immunité qui définissent les niveaux de perturbations radio-électriques que doivent être capables de supporter les systèmes durant leur fonctionnement ;
- les normes d'émission qui définissent les niveaux maximum de perturbations émises par les systèmes et acceptables pour leur environnement.

Ces normes définissent ces contraintes soit de manière générale pour un environnement donné (environnement résidentiel, commercial ou industriel), ce sont alors des normes 'génériques', soit pour un type d'appareil spécifique et ce sont alors des normes 'produit'. Dans ce cadre normatif, les variateurs de lumière doivent répondre aux exigences définies dans les normes produit relatives aux appareils d'éclairage.

La norme d'immunité relative aux variateurs de lumière est la norme NF EN61547 [3]. Celle-ci définit les niveaux d'immunité des équipements d'éclairage aux décharges électrostatiques (CEI 1000-4-2 [4]), aux champs électromagnétiques radio-fréquences (CEI 1000-4-3 [5]), aux transitoires rapides de tension sur le réseau et aux ondes de choc (CEI 1000-4-4 [6] et CEI 1000-4-5 [7]). Les niveaux d'immunité fixés par la norme NF EN61547 impliquent, dans le cas du variateur de lumière, des exigences de robustesse pour l'interrupteur de puissance et ses dispositifs de protection.

Les normes d'émission applicables aux variateurs de lumière sont au nombre de deux : la norme générique EN61000-3-2 et la norme produit EN55015.

La norme EN61000-3-2 définit les niveaux d'émission de courants harmoniques basse fréquence des systèmes sur la plage 50Hz-2kHz. Les systèmes de variation de lumière utilisés sur des lampes à incandescence d'une puissance totale inférieure à 1kW ne sont soumis à aucune limite d'émission de courant harmonique [8]. Les variateurs de lumière étudiés ici étant limités à des lampes à incandescence d'une puissance maximale de 500W, les niveaux d'harmoniques basse fréquence n'ont pas été considérés dans notre étude.

La norme EN 55015 concerne, quant à elle, les perturbations radioélectriques produites par les appareils électriques d'éclairage. Cette norme définit les maxima de perturbations conduites et rayonnées émises par le montage. Les niveaux de perturbations sont définis pour la plage de fréquence 9kHz-30MHz. Dans le cadre des variateurs de lumière, les mesures de perturbations sont limitées aux seules perturbations conduites puisque la fréquence des commutations des variateurs de lumière est inférieure à 100Hz [9]. D'autre part, ces dispositifs bénéficiaient, jusqu'à la modification de la norme en mai 2001, d'un régime de faveur qui réduisait la plage de mesure des perturbations conduites à 150kHz-30MHz. Notre étude, qui a débuté en janvier 2000, est basée sur cette plage de fréquence. La modification ultérieure de la norme n'a pas modifié foncièrement les résultats obtenus puisque les limites normatives de 9kHz à 150kHz sont relativement élevées (Figure 1-6.a).

### 2.3.2. Mesures de perturbations selon la norme NF-EN 55015

Les appareils et les méthodes de mesure de perturbations conduites utilisées dans la norme EN 55015 sont définis dans la publication CISPR 16-1 de la commission électrotechnique internationale. Le banc normatif de mesure des perturbations électromagnétiques conduites est constitué de deux réseaux stabilisateurs d'impédance de ligne (un RSIL par connexion secteur), d'un récepteur de mesure et, dans le cas où l'équipement sous test n'est pas relié à la terre, d'un plan de masse conducteur (Figure 1-4).

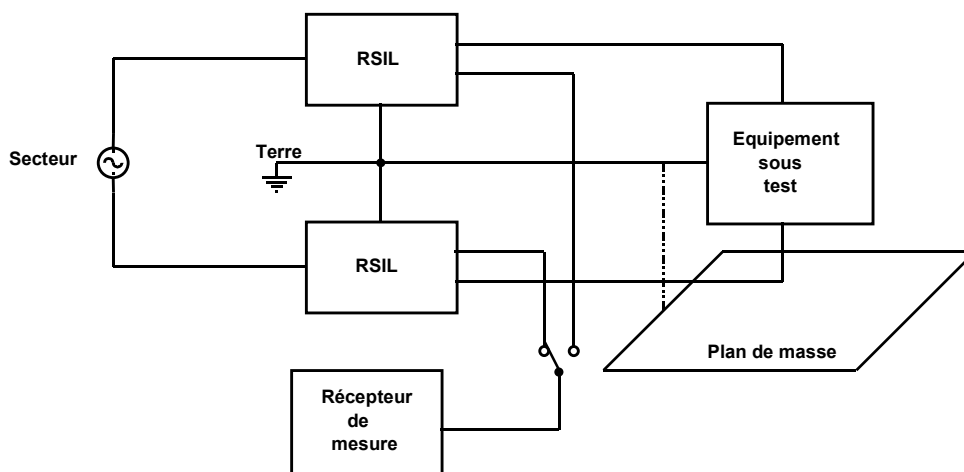
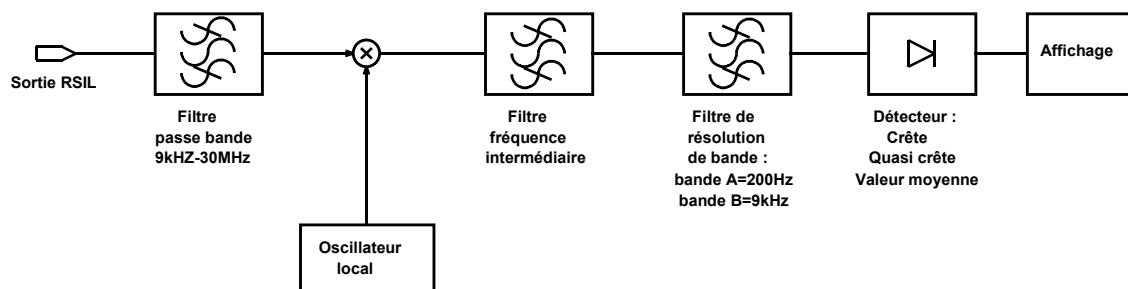


Figure 1-4 : banc de mesure des perturbations électromagnétiques conduites

Les RSIL sont des filtres passifs qui ont pour but de fixer l'impédance du réseau vis à vis de l'équipement sous test. Ils ont également pour intérêt de filtrer les perturbations présentes sur le réseau afin de limiter leur impact sur les mesures. Ils filtrent également les perturbations générées par le système sous test afin de ne pas perturber le réseau. Enfin, ils fournissent au récepteur de mesure une tension image des perturbations conduites générées par le montage sous test. La norme spécifie principalement l'impédance du RSIL vis à vis de l'équipement sous test pour les différentes bandes de fréquences.

Les caractéristiques du récepteur de mesure spécifiées par la norme CISPR 16-1 sont au nombre de trois : le gabarit des filtres de résolution fréquentielle utilisés, les caractéristiques des détecteurs utilisés (crête, quasi-crête ou valeur moyenne) et enfin le niveau de bruit de l'ensemble de mesure (Figure 1-5).

Dans le cadre de la norme EN55015, les mesures doivent être effectuées avec deux filtres de résolution fréquentielle différents. Ainsi, lorsque les mesures sont effectuées sur la gamme de fréquences 9kHz-150kHz (bande A) le récepteur doit utiliser un filtre ayant une bande passante à -6dB de 200Hz tandis que lorsque les mesures sont effectuées sur la gamme 150kHz-30MHz (bande B) cette bande passante doit être portée à 9kHz.

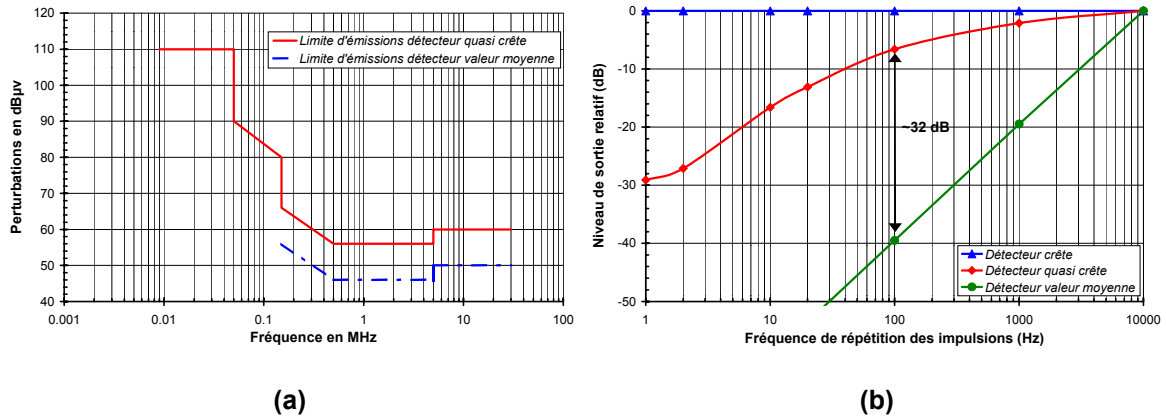


**Figure 1-5 : schéma type d'un récepteur de mesure super-hétérodyne**

La norme spécifie les limites de perturbations conduites pour les mesures effectuées avec le détecteur quasi-crête et le détecteur valeur moyenne (Figure 1-6-a). La limite des perturbations avec le détecteur quasi-crête est définie pour la totalité de la plage de fréquences de mesure (bande A et B), tandis que la mesure avec le détecteur valeur moyenne est limitée à la seule bande B.

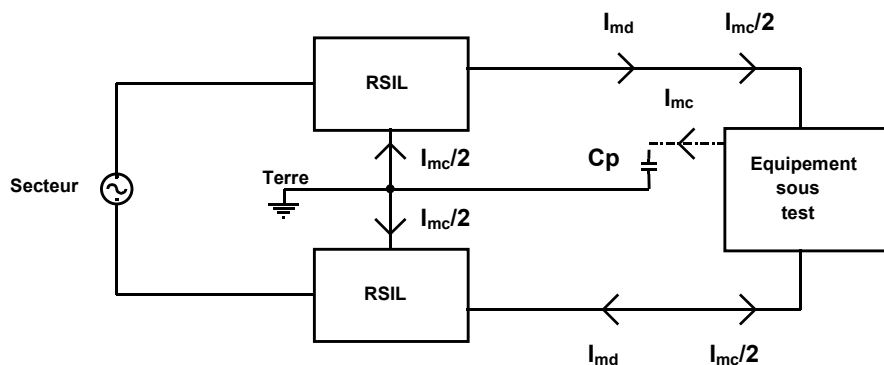
Pour être reconnu conforme, le système sous test doit respecter ces deux limites de perturbations. Cependant, dans le cas du variateur de lumière que nous étudions, les perturbations électromagnétiques générées ont une fréquence de répétition de 100Hz. Si on compare, dans la bande B, les courbes de réponse des détecteurs quasi-crête et valeur moyenne en fonction de la fréquence de répétition des perturbations, on s'aperçoit que pour 100Hz l'écart entre les deux réponses est de 32dB (Figure 1-6-b) [10]. Or il s'avère que l'écart entre les limites de la norme en quasi-crête et en valeur moyenne est de seulement 10dB. Par conséquent un système variateur de lumière respectant la norme pour les niveaux quasi-crête est assuré de respecter celle-ci lors des

mesures avec le détecteur valeur moyenne. Les mesures avec le détecteur quasi-crête sont donc dans notre cas suffisantes pour déterminer, au premier ordre, la conformité du produit.



**Figure 1-6 : limites d'émission telles que définies dans la norme EN55015 (a) et réponse relative des détecteurs valeur moyenne et quasi-crête par rapport à la réponse du détecteur crête en bande B (b)**

Les perturbations conduites générées sont la combinaison de deux types de perturbations (Figure 1-7). Il y a tout d'abord les perturbations de mode différentiel qui sont dues aux formes de courant absorbé par le système. Il existe également des perturbations de mode commun. Elles sont générées par les discontinuités de tension aux bornes des capacités parasites entre le système et le conducteur de terre. Les valeurs de ces perturbations sont négligeables dans le cadre des variateurs de lumière car ceux-ci sont, généralement, non connectés à la terre. Ainsi, on pourra considérer par la suite que ceux-ci sont principalement générateurs de perturbations de mode différentiel [11].



**Figure 1-7 : propagation des courants perturbateurs de mode différentiel ( $I_{md}$ ) et de mode commun ( $I_{mc}$ )**

### 2.3.3. Méthodes de diminution des perturbations conduites

Les perturbations électromagnétiques générées par les systèmes électroniques sont dues aux discontinuités des courants et des tensions aux bornes des interrupteurs. Dans le cas du

variateur de lumière, les perturbations sont dues aux commutations de l'interrupteur de puissance utilisé.

La méthode de diminution des perturbations conduites employée de manière classique dans les variateurs de lumière est palliative. Elle est basée sur l'ajout d'un filtre passif entre le réseau et le système (c.f. Figure 1-1). Cette méthode a l'avantage de pouvoir être utilisée quel que soit le type de variateur de lumière. D'autre part les résultats obtenus en terme de conformité du système sont aisément reproductibles. Cependant, cette solution a de nombreux inconvénients. Ainsi, l'utilisation d'un filtre passif augmente la taille du système de manière importante. Son volume est en effet bien souvent plus important que celui des composants à semi-conducteurs utilisés pour réaliser la fonction gradateur. D'autre part, le coût des éléments passifs utilisés dans le filtre entre pour une grande partie dans le coût global du système [12]. Enfin, les commutations de l'interrupteur statique ont tendance à générer un bruit acoustique dû aux mouvements des spires du bobinage de l'inductance de filtrage.

Une autre méthode de diminution des perturbations consiste à modifier les formes des commutations des interrupteurs utilisés. Cette méthode n'est envisageable que dans le cas des variateurs de lumière à transistors puisque la commutation des interrupteurs statiques de type TRIAC est non contrôlable (l'effet 'thyristor' est par nature instable et automatique).

Cette méthode s'appuie sur les résultats d'études, menées entre autre au LMP et au L2EP, qui ont démontré que les niveaux des harmoniques haute fréquence sont liés à l'ordre de dérivabilité des gradients de courant dans le composant [13]. Ainsi, si l'on considère un courant absorbé présentant une période de commutation  $1/F$ , le niveau des perturbations à la fréquence 'fondamentale'  $F$  est fixé par le niveau de courant commuté. Puis l'enveloppe des perturbations décroît de  $-20\text{dB/décade}$  de la fréquence fondamentale  $F$  à la fréquence  $F_c = 1/\pi \cdot t_c$  où  $t_c$  est le temps de commutation de la discontinuité du courant réseau (c.f. Figure 1-8.a). Elle tend ensuite vers une pente de décroissance de  $(n+1) \cdot 20\text{dB}$  par décade où  $n$  est l'ordre de dérivabilité de la forme d'onde du courant durant les commutations.

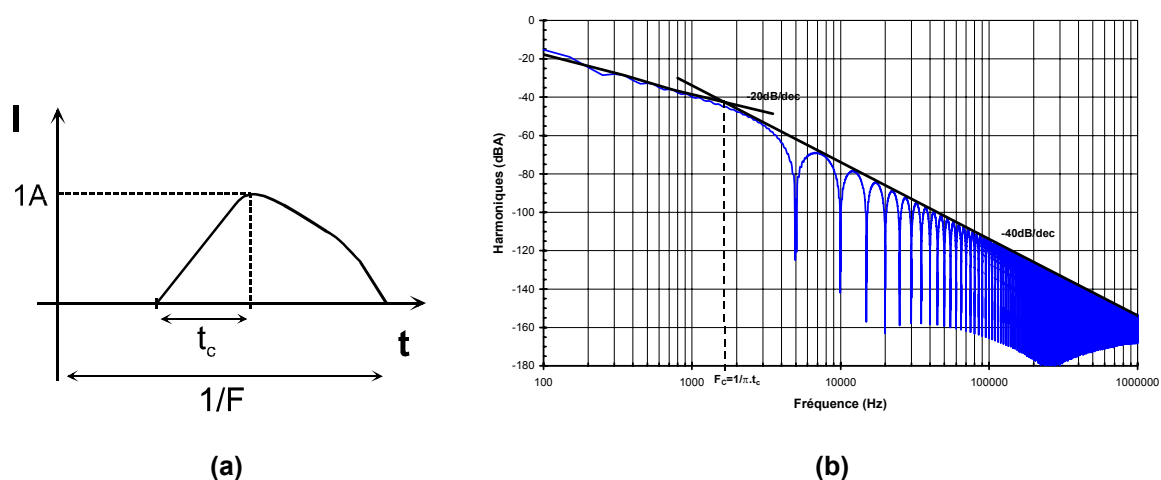


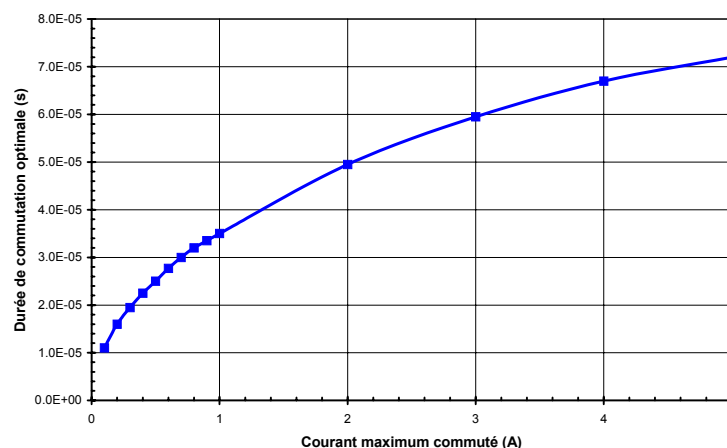
Figure 1-8 : influence d'une croissance linéaire du courant (a) sur la forme des harmoniques de courant (b)

Un exemple de commutation et de spectre de perturbations est donné en Figure 1-8 pour un cas proche de celui rencontré dans les variateurs de lumière. La fréquence de commutation est le double de la fréquence secteur ( $F=100\text{Hz}$ ) et la commutation est linéaire et dure  $200\mu\text{s}$  ce qui induit une décroissance des harmoniques de  $-40\text{dB/décade}$  à partir de la fréquence  $F_C=1,59\text{kHz}$  (une fonction linéaire n'est dérivable qu'une fois).

La réduction des perturbations électromagnétiques haute fréquence peut donc être réalisée en suivant deux voies. La méthode la plus simple pour diminuer les niveaux de perturbations consiste à augmenter la durée des commutations, cependant celle-ci s'accompagne de pertes dans le composant souvent inacceptables. L'augmentation de l'ordre de dérivabilité des commutations est plus intéressante puisqu'elle permet d'augmenter la vitesse de décroissance des harmoniques en haute fréquence. Le respect des normes CEM peut ainsi être assuré sans augmenter exagérément les durées de commutation et par là même les pertes dans le composant.

Des études basées sur ces résultats ont ainsi montré tout l'intérêt d'un front de commutation sinusoïdal pour la réduction des perturbations générées par les systèmes connectés au secteur [11]. L'utilisation d'une forme de commutation sinusoïdale (ou proche d'une sinusoïde) permet d'obtenir les pertes minimales pour un niveau de perturbation donné.

Outre l'ordre de dérivabilité des commutations, nous avons vu que le niveau des harmoniques de courant est également imposé par la valeur du courant commuté. Ainsi, toutes choses égales par ailleurs, plus le courant commuté est élevé plus le niveau des perturbations électromagnétiques générées est élevé. Le courant maximum commuté étant fixé par la charge et la forme de la commutation optimale étant fixée sur un sinus, nous pouvons seulement jouer sur la durée de commutation pour diminuer les perturbations électromagnétiques haute fréquence générées par le système. Il est donc intéressant de calculer, pour chaque niveau de courant commuté, la durée minimale de la commutation sinusoïdale permettant de respecter les normes CEM (Figure 1-9).



**Figure 1-9 : durées de commutation optimales pour une forme d'onde sinusoïdale, en fonction du courant coupé et pour une fréquence de hachage de la sinusoïde secteur de 100Hz [11]**

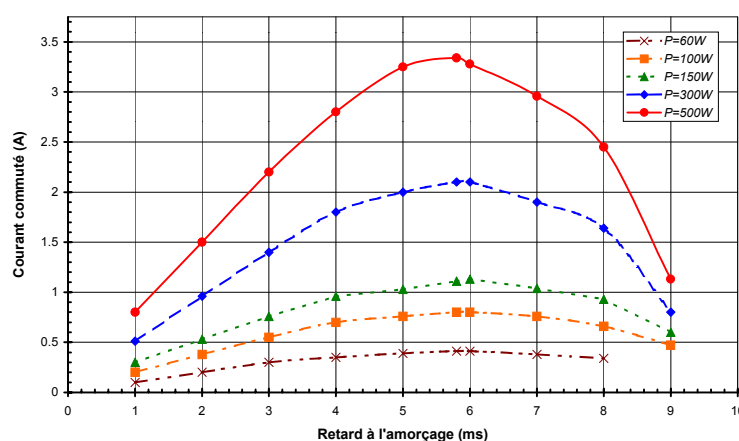
Ces durées de commutation définissent les durées minimales et constituent donc un but à atteindre pour notre étude de l'optimisation des commutations des MBS utilisés dans les variateurs de lumière.

## 2.4 Charges commandées par les variateurs de lumière

Les lampes généralement employées dans le grand public sont de trois types : lampes à incandescence (classiques ou halogènes), lampes halogènes basse-tension et lampes à économie d'énergie. Elles offrent un panel de charges allant de la charge inductive à la charge capacitive en passant par la charge purement résistive. Chacune d'entre elles induit donc des contraintes différentes sur le variateur de lumière en termes de type de contrôle utilisable, de pertes dans l'interrupteur et de mode de réduction des perturbations électromagnétiques envisageable. Nous allons ici lister ces contraintes et les analyser.

### 2.4.1. Charges résistives

Les principales charges résistives rencontrées par les variateurs de lumière sont les lampes à incandescence. Ces lampes sont historiquement les plus anciennes et restent les plus répandues dans le grand public. Les lampes à incandescence couramment connectées au secteur ont des puissances pouvant varier de 40W à 500W. Leur principe de fonctionnement est basé sur un filament conducteur porté à incandescence dans le vide où une atmosphère neutre [14]. Les ampoules standard comportent généralement un filament au tungstène et sont remplies d'un gaz neutre. Dans les lampes 'halogènes' ce gaz neutre est remplacé par un mélange de gaz inerte et de composé halogéné (Iode, Brome, Fluor). Ce composé halogéné permet de régénérer le filament et d'éviter le noircissement de la lampe. Il permet également d'augmenter la température de fonctionnement du filament et, par là même, la luminosité de la lampe à volume constant.



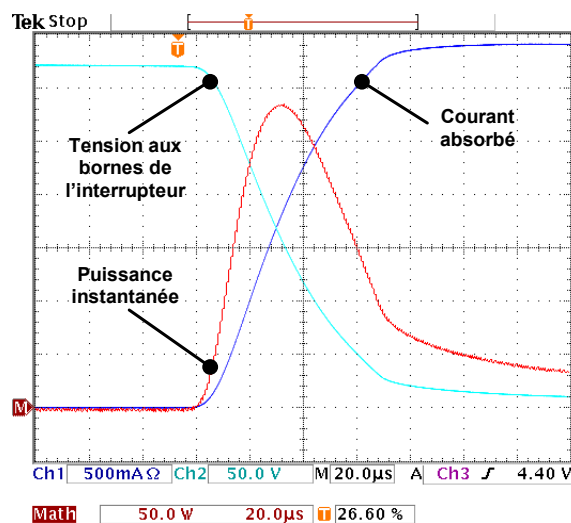
**Figure 1-10 : mesures du courant maximum commuté en fonction du retard à l'amorçage du variateur de lumière dans le cas d'une lampe à incandescence (secteur 230V)**

La résistivité du filament de la lampe augmentant avec la température de celui-ci, la résistance de la lampe est amenée à varier en fonction de la puissance dissipée dans celle-ci.

Ainsi, lorsque le variateur de lumière est commandé par retard à l'amorçage, le courant maximum commuté par l'interrupteur n'intervient pas pour un retard à l'amorçage de 5ms mais pour un retard d'environ 6ms (Figure 1-10). Celui-ci correspond donc au retard à l'amorçage le plus perturbateur pour un variateur de lumière commandant une lampe à incandescence.

Le comportement résistif de ces lampes permet d'utiliser sans distinction tous les modes de commande envisageables pour un variateur de lumière (retard à l'amorçage, retard au blocage, recentrage de phase) avec un comportement satisfaisant de l'ensemble lampe-variateur. En effet, à la fermeture de l'interrupteur le courant est limité par le caractère résistif de la charge et on ne rencontre pas de pic de courant comme ce peut être le cas lors de la fermeture sur charge capacitive. De la même manière, l'ouverture du composant se produit sans surtension à l'inverse de ce qui se produit sur des charges inductives.

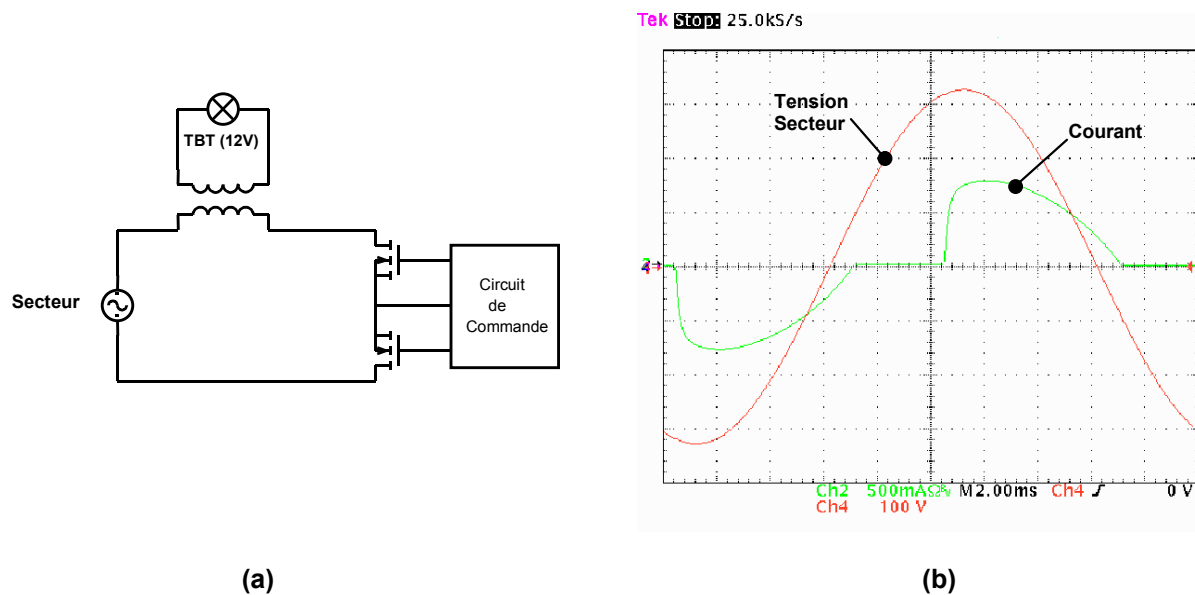
Les formes d'onde des courants et tensions obtenues lors des commutations sont totalement symétriques et contrôlées par l'interrupteur de puissance. Il y a ainsi cohabitation d'un courant relativement important et d'une tension élevée aux bornes de l'interrupteur durant la totalité de la commutation ce qui engendre des pertes importantes. Ces pertes atteignent ainsi les 20mJ dans le cas représenté en Figure 1-11 ( $t_c=65\mu s$ ), ce qui représente 2W à 100Hz. L'optimisation des commutations est donc ici un enjeu majeur qui conditionne directement les pertes dans le composant et le dimensionnement de son refroidisseur.



**Figure 1-11 : commutation d'un variateur de lumière contrôlant une lampe halogène  
( $P=500W$ ,  $t_d=6ms$ , secteur 230V/50Hz)**

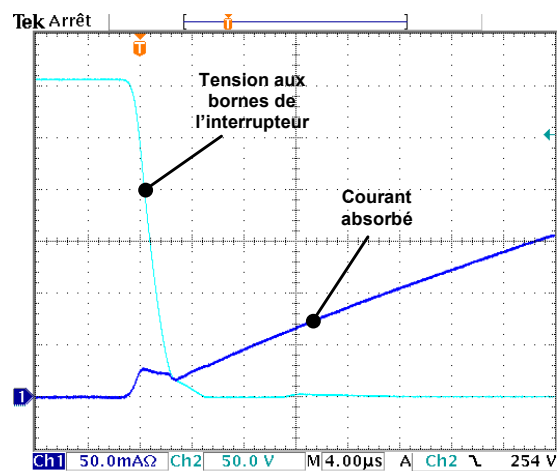
#### 2.4.2. Charges inductives

Les charges inductives pouvant être rencontrées par les variateurs de lumière sont principalement les transformateurs abaisseurs destinés à raccorder les lampes halogènes très basse tension (12V) au secteur (Figure 1-12) [15].



**Figure 1-12 : variateur de lumière commandant une lampe halogène très basse tension et courant dans la charge**

De par son caractère fortement inductif, la variation de puissance de l'ensemble lampe-transformateur implique une commande par retard à l'amorçage du variateur de lumière. En effet, les autres types de commande utilisés pour la variation de lumière induiraient des blocages du courant dans le transformateur ce qui entraînerait des surtensions importantes aux bornes de l'interrupteur [16].



**Figure 1-13 : commutation d'un variateur de lumière contrôlant un transformateur abaisseur pour lampes halogènes basse tension ( $P=105W$ ,  $t_d=5ms$ , secteur 230V/50Hz)**

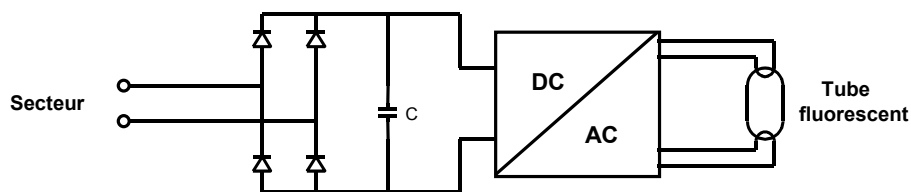
La variation de lumière sur charge inductive est, de par la nature même de la charge, assez peu génératrice de perturbations électromagnétiques conduites. En effet, les gradients de courant dans le circuit sont limités par le caractère inductif de la charge (0,5H typique pour un transformateur de 100VA), qui limite les perturbations conduites de mode différentiel. D'autre part, la limitation des perturbations conduites de mode commun peut être réalisée, si nécessaire, par une simple augmentation de la durée de commutation de l'interrupteur de puissance.

L'accroissement des pertes de commutation dues à cette augmentation reste limitée par le faible niveau de courant circulant dans le composant durant la chute de la tension aux bornes de l'interrupteur (Figure 1-13).

### 2.4.3. Charges capacitives

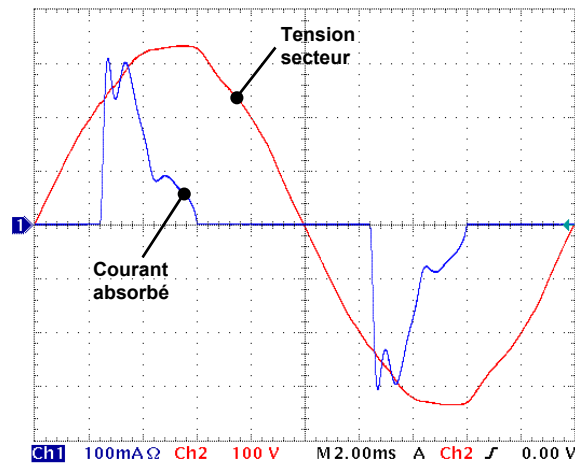
Les charges capacitives généralement rencontrées dans les dispositifs d'éclairage sont de deux types. Il y a tout d'abord les lampes fluo-compactes qui, de par leur faible consommation et leur grande durée de vie, remplacent de plus en plus souvent les lampes à incandescence dans le grand public. Il y a également les transformateurs électroniques destinés à remplacer les transformateurs magnétiques utilisés avec les lampes halogènes très basse tension. Une particularité de ces charges est leur puissance absorbée relativement faible, puisque les lampes CFL (Compact Fluorescent Lamp) absorbent actuellement une puissance maximale d'environ 26W (équivalent à une lampe à incandescence de 130W) tandis que les transformateurs électroniques sont fournis pour des puissances maximales avoisinant les 100W.

Les lampes CFL sont constituées d'un tube fluorescent et son ballast associé. Le ballast de ce type de lampe est un onduleur générant une tension alternative haute fréquence (20kHz à 60kHz) qui est utilisée pour générer l'arc électrique dans le tube fluorescent. L'ensemble est alimenté par une tension continue obtenue par redressement double alternance et filtrage du réseau par une capacité de valeur conséquente (de l'ordre de 10 $\mu$ F, Figure 1-14) [17].



**Figure 1-14 : schéma bloc d'une lampe fluorescente compacte (CFL)**

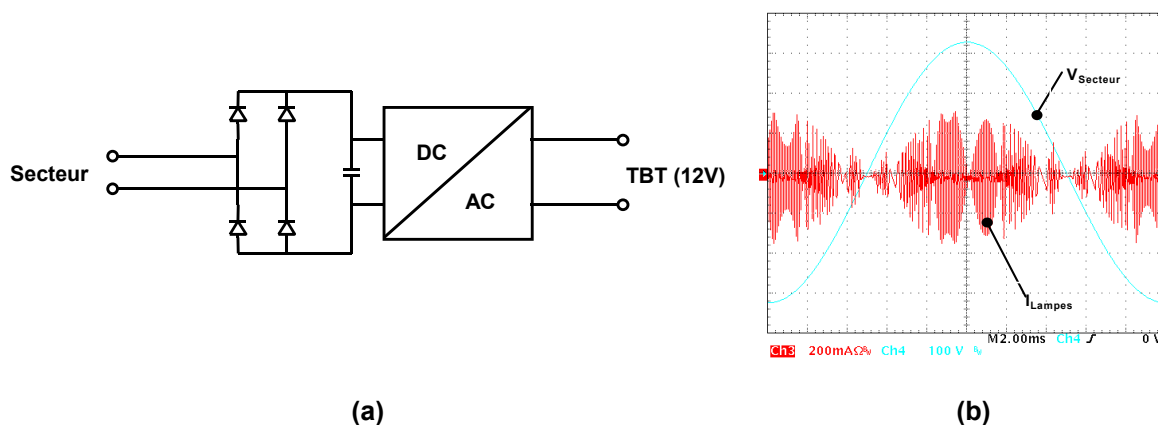
La variation de lumière sur lampe CFL est réputée impossible et les lampes CFL classiques sont généralement commercialisées avec une mention spécifiant cette particularité. Cependant, les essais que nous avons effectués ont montré que la variation de luminosité était possible à condition que la phase de préchauffage des électrodes du tube fluorescent ait eu lieu et que la tension aux bornes de la lampe permette de maintenir l'amorçage de l'arc électrique dans le tube fluorescent. La première condition impose que la lampe ait fonctionné un minimum de temps à pleine puissance avant toute variation de luminosité. La seconde condition limite le retard à l'ouverture minimum à environ 1ms afin que la tension d'entrée de l'onduleur de la lampe soit suffisante pour maintenir l'amorçage du tube fluorescent. D'autre part, le courant absorbé sur le réseau est de type capacitif et s'annule au maximum de la tension du secteur (Figure 1-15). La variation de luminosité est donc obtenue pour des retards à l'ouverture inférieurs à 5ms. Pour des retards à l'ouverture supérieurs la lampe fonctionne à pleine puissance puisque la capacité de filtrage du pont redresseur a pu se charger totalement.



**Figure 1-15 : forme du courant absorbé par les lampes fluorescentes compactes (P=15W)**

Les transformateurs électroniques sont eux aussi constitués d'un onduleur haute fréquence alimenté par la tension réseau redressée double alternance filtrée par une capacité qui est ici de faible valeur (quelques 10nF, Figure 1-16) [18]. Le comportement de ces dispositifs vis à vis du réseau est capacitif. Cependant, la valeur de la capacité de filtrage étant très faible, le courant absorbé est en phase avec le réseau. Le fonctionnement de ces transformateurs et la variation de luminosité sont assurés pour des retards à l'ouverture variant de 2ms à 9ms.

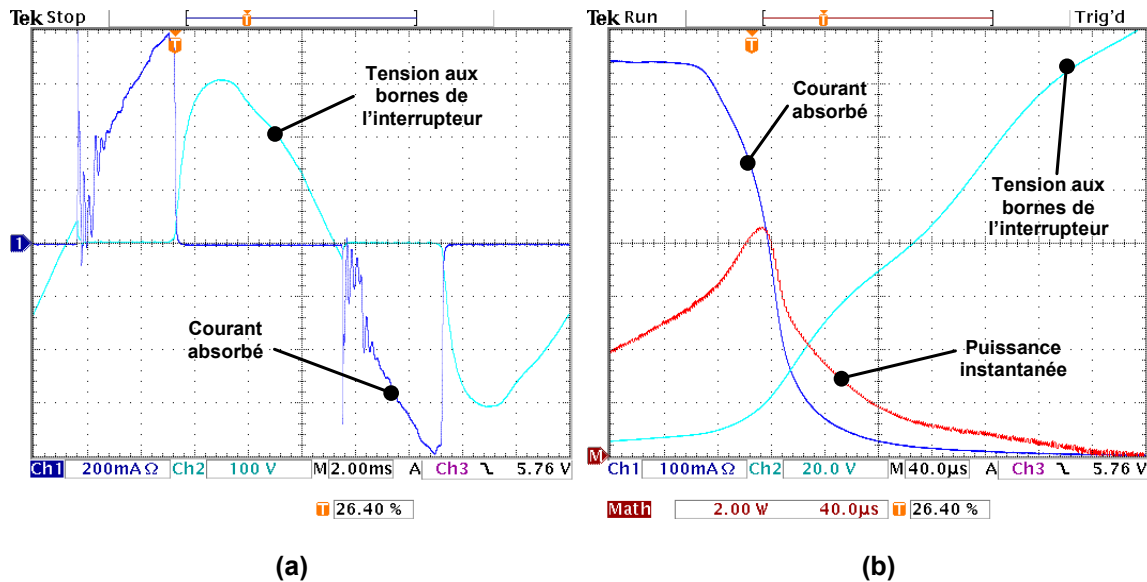
De par leur caractère capacitif, ces charges imposent l'utilisation d'un variateur de lumière fonctionnant en retard à l'ouverture. En effet, la commande par retard à la fermeture induirait des pics de courant importants lors des commutations, suite à la connexion des deux sources de tension que sont le réseau et la charge capacitive.



**Figure 1-16 : schéma bloc d'un transformateur électronique (a), tension d'entrée et courant absorbé une lampe halogène basse tension (b)**

D'un point de vue CEM conduite, la variation de lumière sur charge capacitive ne pose pas de problème particulier. Lors de l'ouverture de l'interrupteur sur ce type de charge, la variation de tension est lente et contrôlée par la charge, ce qui limite les émissions en mode commun. Les variations de courant, génératrices de perturbations de mode différentiel, sont contrôlées par

l'interrupteur. La limitation des perturbations conduites de mode différentiel peut être réalisée en diminuant la vitesse de commutation de l'interrupteur. En effet, de par le caractère capacitif de la charge, la vitesse de croissance de la tension aux bornes de l'interrupteur est faible. L'augmentation de la durée de commutation de l'interrupteur n'engendre donc pas d'augmentation importante des pertes puisque la tension reste faible durant la commutation (Figure 1-17).



**Figure 1-17 : commutation d'un variateur de lumière contrôlant un transformateur électronique ( $P=105W$ ,  $t_d=4ms$ , secteur 230V/50Hz) ; vue générale (a), zoom sur la commutation (b)**

## 2.5 Conclusion

L'utilisation de composants à grille isolée permet de réaliser des variateurs de lumière respectant les normes CEM sans filtre secteur. Ceci permet de diminuer de manière importante le volume de tels variateurs. D'autre part, les possibilités de contrôle à l'ouverture et à la fermeture offertes par les composants à grille isolée permettent aux variateurs de contrôler la puissance fournie à des charges autant résistives qu'inductives ou capacitives. Ceci permet d'élargir l'utilisation des variateurs de lumière à des types de lampes de plus en plus prisées des utilisateurs : les lampes fluo-compactes et les lampes halogènes très basse tension.

Cependant, l'élimination du filtre secteur impose un contrôle des commutations des interrupteurs statiques de manière à diminuer les perturbations électromagnétiques conduites générées par les fronts de courant et, dans une moindre mesure, les fronts de tension. Cette diminution des perturbations électromagnétiques nécessite de modifier les formes des commutations de manière à optimiser le rapport pertes de commutation/perturbations générées. Les pertes de commutation supplémentaires engendrées par la diminution des perturbations électromagnétiques doivent être suffisamment faibles pour éviter l'augmentation de la taille des radiateurs utilisés pour le refroidissement des interrupteurs.

De toutes les charges commandables par les variateurs de lumière, ce sont les lampes à incandescence qui posent le plus de problème pour optimiser ce rapport. En effet, les commutations douces obtenues à l'amorçage sur charge inductive ou au blocage sur charge capacitive diminuent les pertes dans l'interrupteur. Ceci permet de diminuer les perturbations électromagnétiques générées par le système en augmentant simplement la durée de commutation sans augmenter les pertes de manière drastique. A contrario, courant et tension ont des gradients simultanés lors des commutations sur charge résistive : toute augmentation de durée de commutation se traduit alors par une augmentation importante des pertes dans le composant. C'est pourquoi l'étude que nous présentons dans les chapitres suivants est focalisée sur l'optimisation des formes d'ondes de commutation obtenues lors de l'amorçage des MBS sur charges résistives.

### **3. De l'IGBT au MBS**

#### **3.1 Introduction**

Les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) sont nés de la recherche d'amélioration de l'efficacité à haute tension des composants MOS. La solution est venue de l'ajout à la conduction par porteurs majoritaires, d'une conduction par porteurs minoritaires et de la modulation de la résistivité de la zone de tenue en tension du composant. Le composant obtenu, l'IGBT, présente une chute de tension plus faible que celle d'un MOS pour les moyennes et hautes tensions. Il a cependant l'inconvénient d'être plus lent que le MOSFET.

Lors de leur apparition dans les années 80, les IGBT ont rapidement pris la place des transistors bipolaires. Ils sont en effet plus faciles à commander et plus rapides que les transistors bipolaires équivalents. Leur domaine d'application privilégié s'étend de quelques centaines de volts à quelques kilovolts pour des courants de quelques ampères à quelques centaines d'ampères [19]. Les composants actuels sont ainsi bien adaptés au contrôle de moteurs, à l'automatisation et aux produits grand public utilisant des tensions continues.

Nous avons vu précédemment que leur utilisation dans les variateurs de lumière était également intéressante. Cependant l'utilisation des IGBT dans les applications secteur se heurtait à leur faible tenue en tension inverse et nécessitait la réalisation de montages hybrides diode-IGBT. Ce constat a poussé la société STMicroelectronics à développer un nouveau type d'IGBT ayant une tenue en tension symétrique : le MBS (MOS Bidirectional Switch). Nous décrirons ici dans un premier temps la structure des IGBT et leur fonctionnement puis nous nous intéresserons à ce nouveau composant que nous avons utilisé au cours de notre étude.

#### **3.2 Description des IGBT**

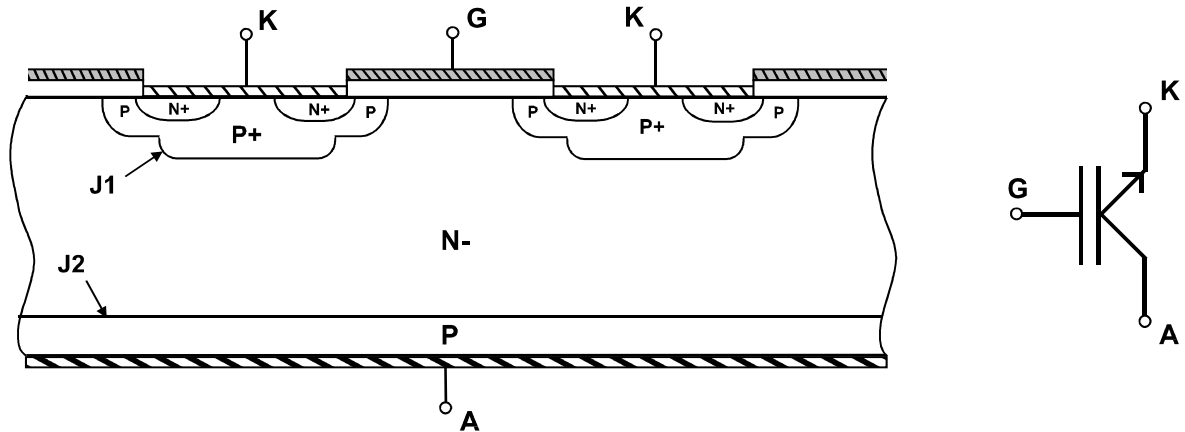
L'IGBT est issu d'une hybridation réussie entre les transistors bipolaires de puissance et les transistors MOS. Ce composant permet d'obtenir les faibles chutes de tension à l'état passant liées

à la conduction bipolaire. Il permet également de bénéficier de la facilité de commande liée au contrôle du composant au travers d'une grille MOS. Nous allons ici présenter la structure interne du composant et son fonctionnement. Nous examinerons également les limites de fonctionnement ainsi que les améliorations technologiques apportées au fil du temps par les fabricants.

### 3.2.1. Structure de l'IGBT

La cellule d'IGBT est très proche de la structure des MOS de puissance verticaux à laquelle on ajoute une couche P+ au niveau du drain afin d'assurer une injection de porteurs minoritaires dans la zone N<sup>-</sup> de la structure.

La structure IGBT (Figure 1-18) comporte de haut en bas : une cathode (appelée généralement 'émetteur') formée par une large zone P assez fortement dopée. Cette zone comporte de part et d'autre du contact de cathode deux diffusions N<sup>+</sup> fines et fortement dopées qui constituent les 'sources' d'un MOS à canal horizontal. La zone du canal est de type P faiblement dopée afin d'assurer une tension de seuil raisonnable à la structure. En dessous de ces îlots de cathode s'étend une épaisse zone N<sup>-</sup>. Elle a pour but d'assurer la tenue en tension du composant en permettant aux zones de charges d'espace des jonctions J1 et J2 de s'étendre. L'anode du composant (appelée généralement 'collecteur') est formée par une zone P fortement dopée dont le but est d'injecter des porteurs minoritaires dans la zone N<sup>-</sup> afin de diminuer sa résistivité lors de la conduction et de diminuer ainsi la chute de tension à l'état passant de la structure [20].



**Figure 1-18 : coupe de la structure d'un IGBT et symbole électrique du composant**

Comme pour le MOS de puissance, la structure de l'IGBT est multicellulaire. Les îlots de la structure sont répétés un certain nombre de fois afin d'obtenir le calibre en courant requis par l'application.

En fonctionnement normal, la structure de l'IGBT peut être schématisée par un transistor PNP commandé par un transistor MOS à canal N. Ce schéma permet d'avoir une idée simplifiée du comportement électrique de l'IGBT.

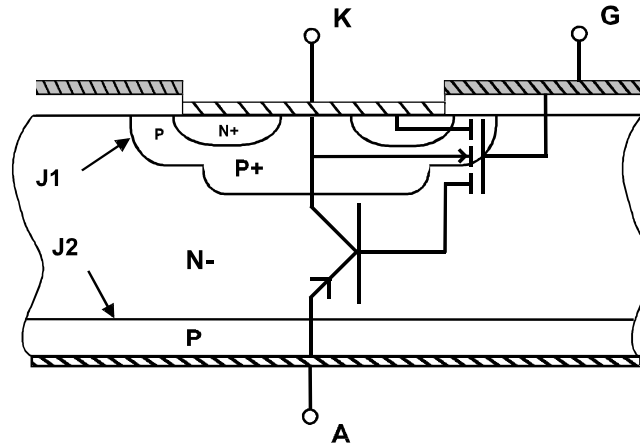


Figure 1-19 : schéma équivalent de l'IGBT

Les capacités parasites inter-électrodes de l'IGBT sont dues aux jonctions et capacités MOS présentes dans la structure. Ainsi, la capacité entre grille et cathode du composant est due à la mise en parallèle de deux capacités : la capacité de chevauchement entre la grille et la zone  $N^+$  et la capacité MOS présente dans le canal de l'IGBT (Figure 1-20). La capacité grille-anode est la mise en série de deux capacités variables : la capacité MOS inter-cellulaire et la capacité de la jonction d'anode J2. Enfin, la capacité anode-cathode est la mise en série des deux capacités de jonction J1 et J2 (Figure 1-20). Toutes ces capacités sont amenées à varier en fonction des conditions de polarisation dans le composant.

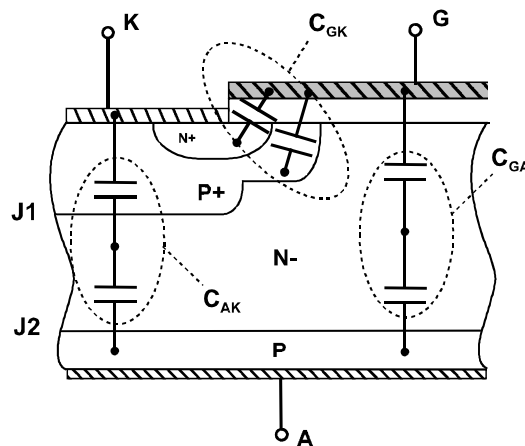
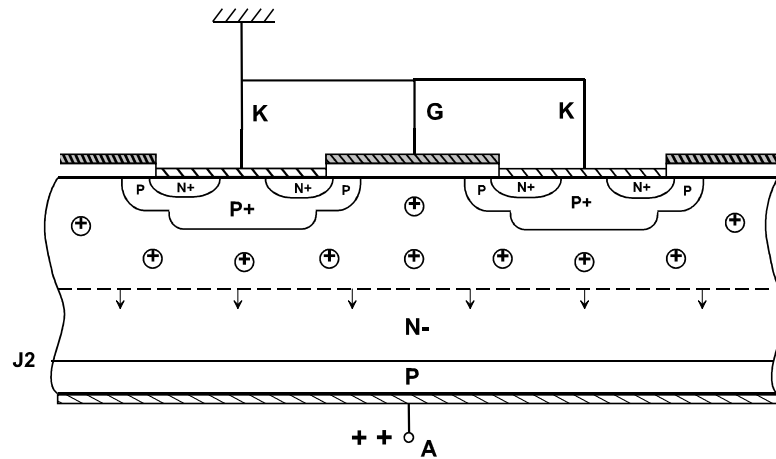


Figure 1-20 : capacités parasites de la structure des IGBT

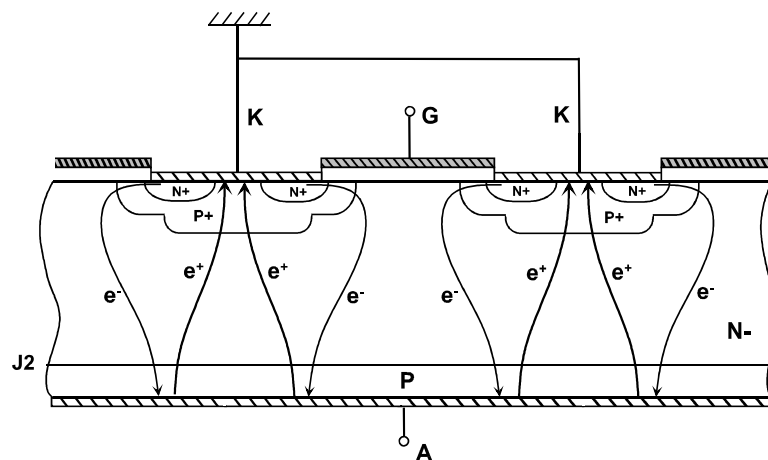
### 3.2.2. Principe de fonctionnement

Si on applique à la structure une tension  $V_{AK}$  positive et une tension  $V_{GK}$  nulle, une zone de charge d'espace va s'étendre du côté le moins dopé de la jonction J2 (zone  $N^-$  Figure 1-21). La tension maximale admissible en direct par le composant est obtenue lorsque la zone de charge d'espace atteint la jonction J2. La tension maximale admissible est donc liée à l'épaisseur de la zone  $N^-$  et à son dopage.



**Figure 1-21 : extension de la zone de charge d'espace dans la structure suite à une tension  $V_{AK}$  positive**

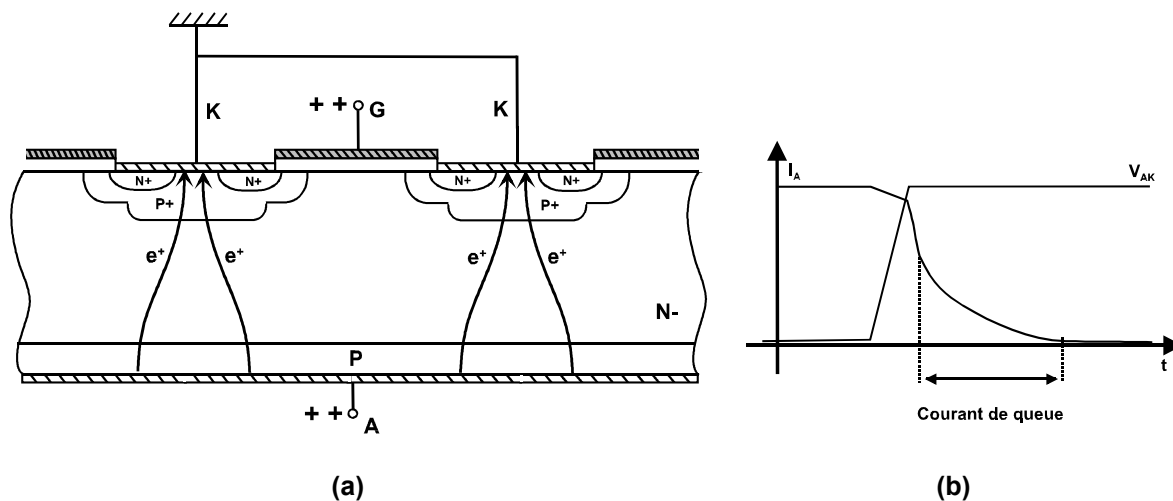
En appliquant une tension  $V_{AK}$  inférieure à la tension maximale admissible par le composant, aucun courant ne circule dans la structure. Cependant, si on applique une tension  $V_{GK}$  suffisante pour créer une zone d'inversion dans le canal MOS de la structure (Figure 1-22), un courant d'électrons va se déplacer de la cathode vers l'anode en empruntant le canal formé et venir alimenter la base  $N^-$  du transistor bipolaire. En retour, la jonction J2 va injecter des trous dans la base. Ces trous transitent dans la zone  $N^-$  jusqu'à la jonction J1, où ils sont captés par la zone de charge d'espace et atteignent la cathode du composant (Figure 1-22). Un courant circule dans la structure et le composant entre en conduction. Au fur et à mesure que le courant d'électrons dans la structure augmente, la zone faiblement dopée stocke des porteurs et entre dans un état de forte injection : sa résistivité se trouve modulée et devient plus faible que sa résistivité initiale. La chute de tension aux bornes du composant est en conséquence plus faible que celle d'un transistor MOS de tenue en tension équivalente. Cependant le transistor PNP de la structure ne se sature jamais complètement puisque sa jonction base-collecteur est, en fonctionnement normal, constamment polarisée en inverse.



**Figure 1-22 : déplacement des électrons et des trous lors de la mise en conduction de l'IGBT**

L'ouverture du composant est obtenue en appliquant à nouveau une tension nulle ou négative sur la grille MOS de la structure. Dans un premier temps, la suppression du canal coupe le courant d'électrons, ce qui réduit brutalement le courant circulant dans le composant puisque le courant d'électrons, provenant du canal MOS du composant, entre pour une bonne part dans le courant total du composant. Cependant, la zone  $N^-$  a stocké durant la conduction de nombreux porteurs minoritaires qui se trouvent piégés dans la base du transistor  $PNP$ . L'IGBT se comporte alors comme un transistor bipolaire se bloquant 'base en l'air'. Le courant de trous continue de circuler dans la structure tant que les porteurs en excès ne se sont pas recombinés. Ce courant décroît en fonction de la durée de vie des porteurs et génère donc une décroissance exponentielle du courant appelée 'courant de queue' (Figure 1-23. b). Lorsque tous les porteurs en excès ont été éliminés, le courant dans la structure s'annule et la zone de charge d'espace s'établit au niveau de la jonction  $J1$ . Le composant est alors de nouveau dans son état bloqué.

Le courant de queue limite la vitesse de travail maximale des IGBT puisqu'il entraîne d'importantes pertes de commutation. La diminution du courant de queue est obtenue soit en diminuant la quantité de porteurs injectés par la jonction d'anode soit en diminuant la durée de vie de ceux ci dans la base large  $N^-$ . Malheureusement ces solutions entraînent une augmentation de la chute de tension à l'état passant du composant (diminution de la modulation de résistivité de la zone  $N^-$ ). Il y a donc un compromis à trouver entre la tension de déchet et la vitesse de commutation du composant.

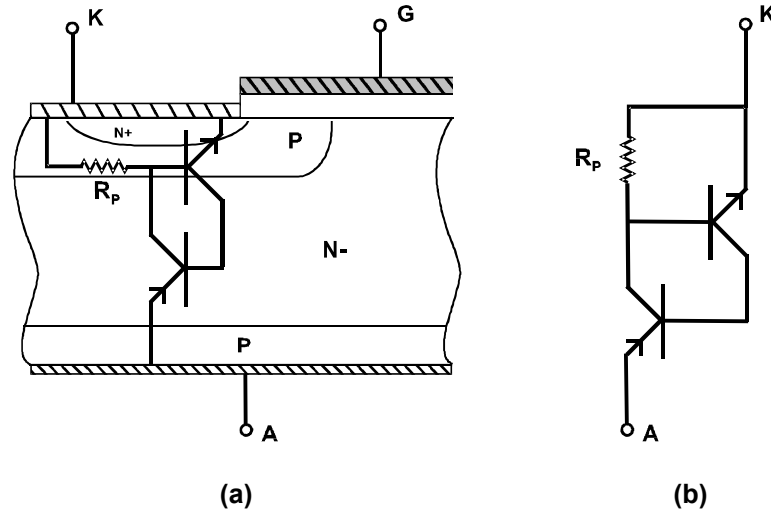


**Figure 1-23 : déplacement des trous dans la structure (a) et forme du courant (b) lors de l'ouverture du composant**

### 3.2.3. Limites de fonctionnement des IGBT

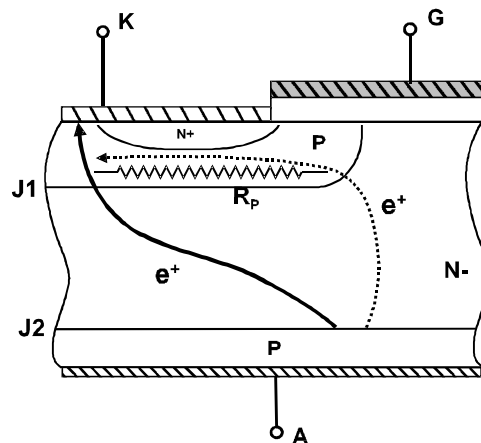
Le comportement de l'IGBT en fonctionnement normal est régi par la structure Darlington formée par le canal MOS et le  $PNP$  à base large. Cependant, lorsque l'IGBT travaille aux limites de fonctionnement, les composants parasites de la structure peuvent entrer en action et modifier le comportement de l'ensemble du composant.

En observant la structure de l'IGBT, on s'aperçoit que celle-ci comporte non seulement un transistor PN<sup>+</sup>P à base large et un MOS mais également un thyristor parasite [21]. Ce thyristor est formé par le transistor PN<sup>+</sup>P, un transistor NPN ayant pour base la zone P<sup>+</sup> de cathode et la résistance de la zone P intercalée entre la zone N<sup>+</sup> de cathode et la zone N<sup>-</sup> (Figure 1-24).



**Figure 1-24 : thyristor parasite de la structure IGBT**

Ce thyristor parasite peut être amené à conduire si, durant la circulation du courant dans le composant, la jonction P<sup>+</sup>N<sup>+</sup> se trouve polarisée en direct. Lors de la conduction du composant, la jonction d'anode de l'IGBT injecte des trous dans la zone N<sup>-</sup>. La plupart de ces trous transitent jusqu'à la zone P<sup>+</sup> de cathode par le chemin le moins résistif (*i.e.* le plus court). Cependant, une partie de ces trous est captée par la jonction J1 sous la zone N<sup>+</sup> de cathode. Ceux-ci se trouvent alors dans l'obligation de circuler sous la zone N<sup>+</sup> jusqu'à la cathode. Or, cette zone a une résistivité qui peut, suivant le dopage, l'épaisseur de la zone P<sup>+</sup> et la longueur de la zone N<sup>+</sup>, être non négligeable. Ainsi, au fur et à mesure que le courant total circulant dans le composant augmente, la chute de tension aux bornes de la zone Rp augmente et devient suffisante pour polariser la jonction P<sup>+</sup>N<sup>+</sup> en direct. Le thyristor parasite de la structure s'amorce alors (Figure 1-25). Ce phénomène appelé 'latch-up' est un des inconvénients de la structure de l'IGBT puisqu'une fois verrouillé le thyristor parasite conduit jusqu'à ce que le courant dans le composant s'annule. Ce phénomène de 'latch-up' est généralement synonyme de destruction du composant par effet thermique.

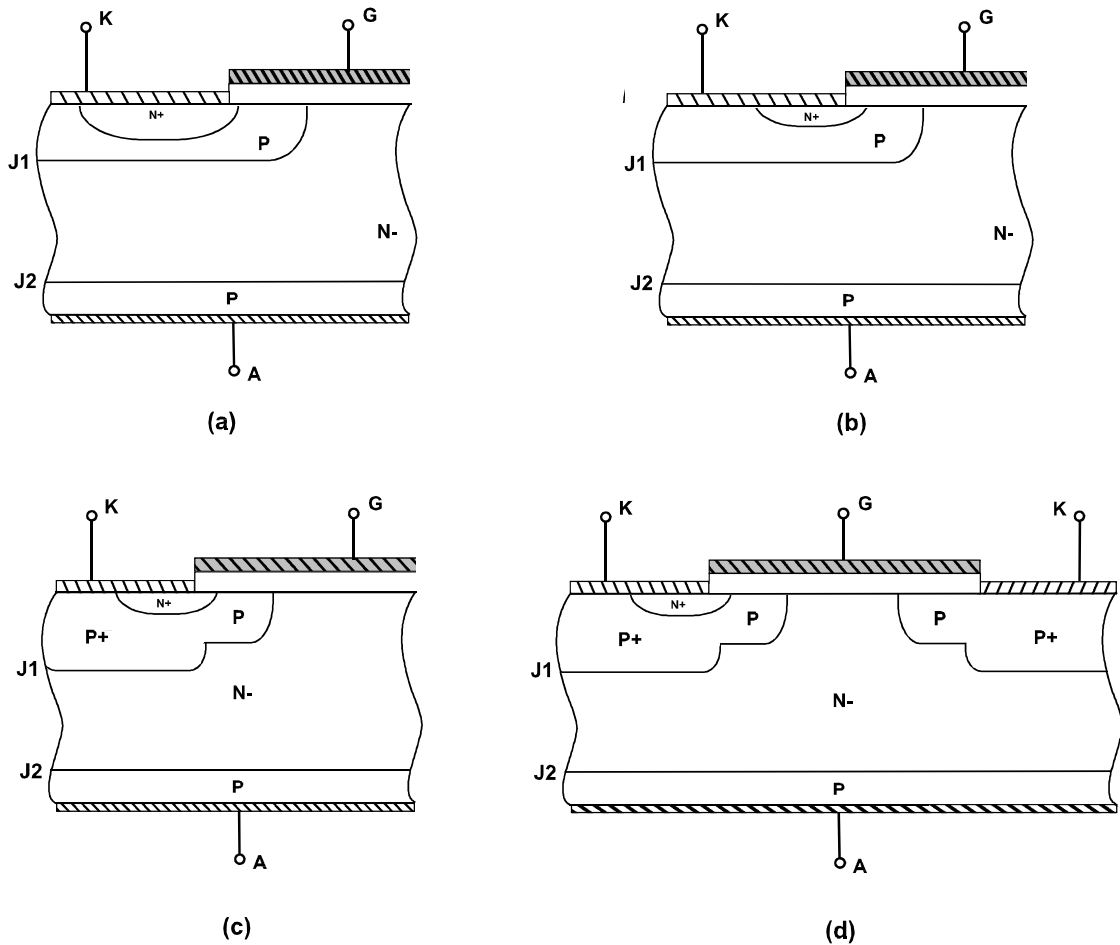


**Figure 1-25 : courant de trous dans la structure et fraction de ce courant circulant dans la résistance  $R_p$**

Le courant minimum d'amorçage du thyristor définit une des limites en courant du composant. Celle-ci varie avec la température de fonctionnement. Ainsi, dans les premières générations d'IGBT la différence entre le courant nominal spécifié et le courant de 'latch-up' de la structure était faible. Les composants avaient des problèmes de fonctionnement à haute température et ne supportaient en aucun cas les court-circuits. Aujourd'hui, les astuces de conception et les progrès technologiques ont permis de repousser ce phénomène nettement au-delà du courant maximum admissible par la structure et on voit apparaître des IGBT certifiés pour supporter des court-circuits de quelques microsecondes.

Pour obtenir ce résultat, la première solution utilisable consiste à diminuer l'épaisseur de la zone  $N^+$  de cathode ainsi que sa longueur afin de diminuer la résistance  $R_p$  (Figure 1-26. b). Cependant, cette méthode atteint rapidement ses limites. On procède alors à un surdopage de la zone  $P^+$  afin de diminuer la résistivité de celle-ci (Figure 1-26. c). Finalement, on peut procéder à des modifications du dessin des cellules afin de générer des portions sans zone  $N^+$  (donc sans canal MOS) qui génèrent des zones à faible résistivité pour les trous et ont pour effet de désensibiliser la structure (Figure 1-26. d).

Ces trois méthodes ont pour but de diminuer la valeur de la résistance traversée par les trous. Une autre méthode consiste à diminuer le courant de trous circulant dans la résistance  $R_p$ . Pour ce faire, on diminue l'injection de trous de la jonction J2. Cette solution a l'inconvénient d'augmenter la chute de tension à l'état passant de la structure.



**Figure 1-26 : méthode de diminution de sensibilité de la structure au 'latch-up' : structure initiale (a) ; diminution de l'épaisseur de la zone N<sup>-</sup> (b) ; surdopage P<sup>+</sup> (c) ; utilisation de zones de diversion (d)**

### 3.2.4. Les différentes technologies utilisées pour la réalisation d'IGBT

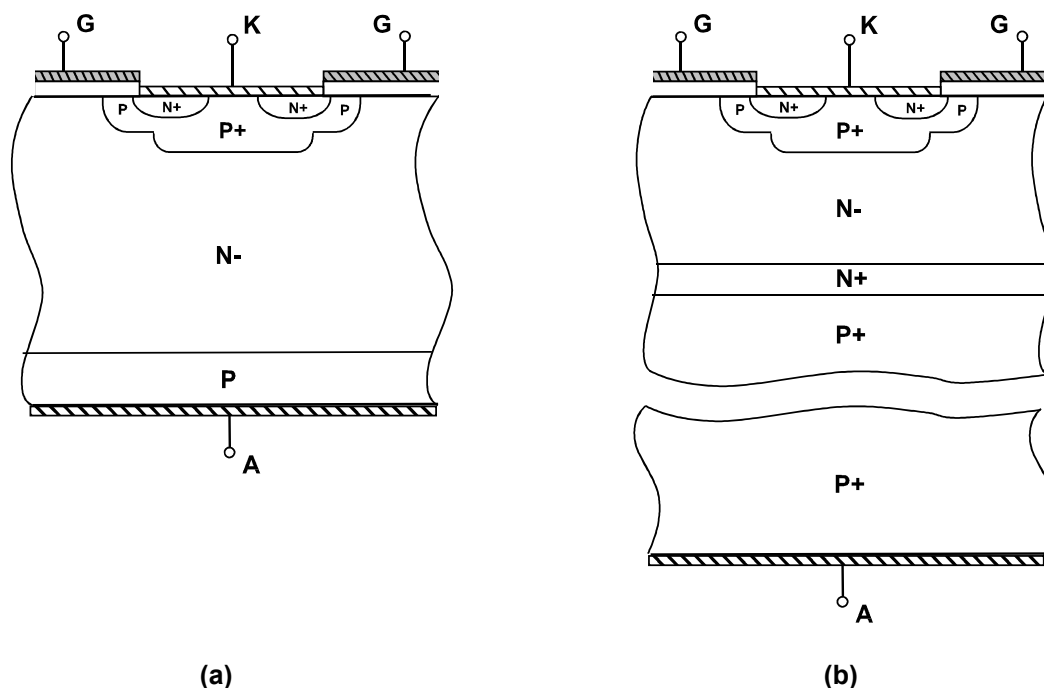
Les technologies utilisées pour la fabrication des IGBT sont toutes des compromis permettant de remplir quatre objectifs : diminuer le rapport chute de tension à l'état passant-tenue en tension, augmenter la rapidité des composants, diminuer comme nous l'avons vu la susceptibilité au phénomène de 'latch-up' et faciliter la fabrication des composants.

Les technologies utilisées classiquement peuvent se décomposer en deux grandes catégories : les technologies à non-limitation de la zone de charge d'espace (technologies à base homogène) et les technologies utilisant une zone tampon limitant l'extension de la zone de charge d'espace (technologies épitaxiées).

La structure des IGBT à base homogène reprend les schémas décrits précédemment. La zone faiblement dopée de l'IGBT a ses caractéristiques liées à celles de la plaquette utilisée (dopage, épaisseur). On utilise donc une plaquette fine qui permet d'atteindre la caractéristique de tenue en tension demandée avec une chute de tension à l'état passant optimale. On diffuse de part et d'autre de cette plaquette les différentes jonctions nécessaires à la réalisation du dispositif.

L'utilisation de jonctions réalisées par diffusion permet de contrôler précisément le dopage de la zone P de la jonction d'anode et par conséquent le niveau d'injection de cette dernière. Le contrôle du rapport chute de tension à l'état passant/vitesse de commutation est par conséquent aisé. D'autre part, les dispositifs obtenus ont un courant de queue stable en fonction de la température [22]. Enfin, le coefficient de température de la tension de déchet étant positif, la mise en parallèle de plusieurs composants est facilitée [23].

Cependant, l'utilisation de l'épaisseur de la plaquette pour assurer la tenue en tension a limité jusqu'à récemment l'utilisation de cette technologie aux IGBT ayant une tenue en tension élevée (1200V et plus). En effet, pour les tenues en tension inférieures (e.g. 600V), l'épaisseur de la plaquette utilisée (quelques 100µm) nécessite des précautions particulières qui augmentent de manière importante les coûts de fabrication.



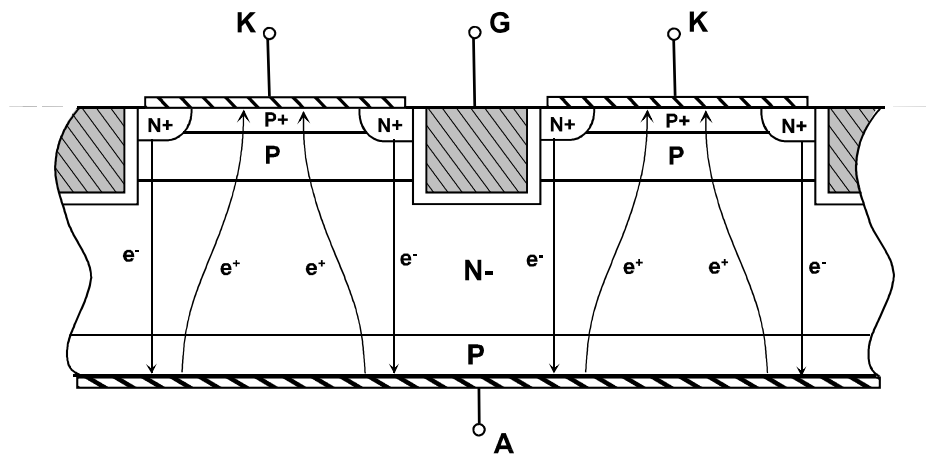
**Figure 1-27 : comparaison entre un IGBT à base homogène (a) et un IGBT à limitation de zone de charge d'espace (b)**

Les IGBT basse tension utilisent généralement des technologies à limitation de zone de charge d'espace. Ces technologies sont basées sur l'utilisation de plaquettes relativement épaisses et fortement dopées qui jouent le rôle de la zone P<sup>+</sup> d'anode de l'IGBT. L'ensemble du dispositif est ensuite réalisé en dopant successivement les couches épitaxiées réalisées sur cette plaquette. La structure de l'IGBT obtenu présente une zone N<sup>+</sup> au contact de la jonction d'anode du composant. La base obtenue est inhomogène. Cette zone N<sup>+</sup> permet, à l'état bloqué, d'obtenir une répartition trapézoïdale du champ électrique dans la base large du composant et augmente ainsi la tenue en tension pour une épaisseur plus fine. Elle a également pour conséquence de limiter en partie l'efficacité d'injection de la jonction d'anode, ce qui permet de diminuer légèrement les charges stockées dans la base.

Cette technologie est particulièrement bien adaptée à la réalisation de composants ayant une tenue en tension peu élevée. En effet, elle élimine les problèmes liés à l'utilisation de plaquettes extrêmement minces. D'autre part, de par les forts niveaux d'injections obtenus dans la zone  $N^-$  grâce à la zone  $P^+$  fortement dopée de la jonction d'anode et la diminution de l'épaisseur de la zone  $N^-$  obtenue grâce à la zone tampon  $N^+$ , la chute de tension à l'état passant de ces dispositifs est intrinsèquement faible.

Cependant, les forts niveaux d'injection obtenus ont pour corollaire une certaine lenteur de commutation (*i.e.* courant de queue important) et une sensibilité supérieure au phénomène de 'latch-up'. L'utilisation de procédés de diminution de la durée de vie des porteurs minoritaires dans la base large est en conséquence obligatoire (irradiation par électrons) pour contrôler le rapport chute de tension à l'état passant-rapidité de commutation. Un autre inconvénient de ces composants est leur tension de déchet à coefficient de température négatif. Celui-ci rend la mise en parallèle de composants plus délicate que pour les IGBT à base homogène.

Si l'utilisation d'une zone tampon  $N^+$  est un attribut lié aux technologies à plaquette épaisse, elle est parfois utilisée dans les technologies à base homogène. Elle permet de diminuer l'épaisseur de la base nécessaire à la tenue en tension du dispositif. La chute de tension à l'état passant s'en trouve diminuée, tout en permettant de conserver les avantages des IGBT à base homogène [24].



**Figure 1-28 : structure d'un IGBT à grille en 'tranchée'**

D'autres voies ont été empruntées en vue d'améliorer les caractéristiques des IGBT. L'augmentation de la densité de cellules fait partie de celles-ci. Ainsi, les grilles en tranchées utilisées dans les composants MOS de puissance ont été importées dans les technologies IGBT. Leur utilisation dans ceux-ci permet de diminuer la chute de tension du composant en diminuant la taille des cellules élémentaires utilisées, d'où une plus grande densité de courant [25]. De plus, la tenue au latch-up du dispositif est améliorée de par la faible résistance rencontrée par les trous lors de leur trajet vers la cathode. Cependant, les capacités parasites de la structure sont augmentées, ce qui nécessite en conséquence plus d'énergie pour commuter le composant [26].

### **3.3 Adaptation de la structure des IGBT aux applications secteur**

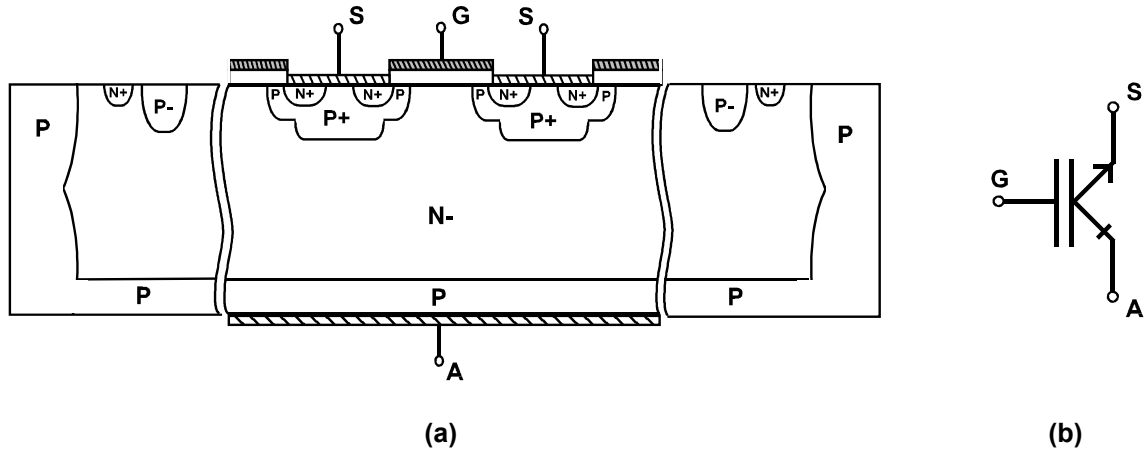
Les convertisseurs alternatif/alternatif directs raccordés au secteur nécessitent l'utilisation d'interrupteurs de puissance bidirectionnels en tension et en courant. Les différents types de charges contrôlées et les contraintes CEM nécessitent de plus en plus souvent l'utilisation d'interrupteurs bicommandables. Le TRIAC est ainsi remplacé par des composants MOS ou IGBT. Ces composants n'ayant pas une tenue en tension inverse suffisante pour être connectés tels quels sur le secteur, il s'en suit 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 de conduction. Ceci a poussé la société STMicroelectronics à développer un composant bicommandable 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. D'autre part, la structure IGBT à base homogène a, si l'on suppose que ses jonctions sont planes et infinies, une tenue en tension symétrique. Cependant, la tenue en tension d'une jonction dépend fortement de la manière dont se raccordent les lignes de champ à sa terminaison. Si les méthodes classiques de terminaison (anneau de garde, plaque de champ...) sont aisément utilisables pour assurer la tenue en tension directe du dispositif (jonction J1), leur utilisation au niveau de la jonction J2 est impossible. En effet, de par sa position au niveau de la face arrière du dispositif, celle-ci est en contact direct avec le support conducteur du boîtier. En conséquence, les 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 du bord 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.

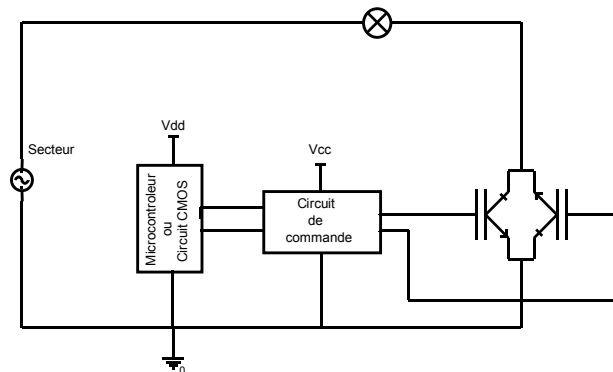
Mis à part le caisson d'isolation diffusé autour de la puce, la structure du MBS est identique à celle des IGBT à base homogène. Le comportement et le principe de fonctionnement du MBS sont en conséquence identiques à ceux des IGBT. Le symbole électrique du composant reflète cette parenté puisqu'il s'agit 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 1-29 : coupe de la structure du MBS et symbole électrique du composant**

Les prototypes actuels de MBS ont été optimisés pour les applications basse fréquence sur les réseaux 110V / 60Hz et 230V / 50Hz. La structure a été dimensionnée pour une tenue en tension de 600V et un courant maximal de 8A. La chute de tension du composant est inférieure à celle du couple IGBT-Diode (environ 2V) puisqu'elle atteint 1,5V à 8A pour une tension de grille de 15V. 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 0,6A/mm<sup>2</sup> à comparer aux 0,3A/mm<sup>2</sup> du couple IGBT-Diode [27].



**Figure 1-30 : schéma électrique d'un variateur de lumière à MBS**

Le MBS est ainsi particulièrement bien adapté au remplacement des TRIAC dans les variateurs de lumière et de manière plus générale dans les gradateurs. Pour ce faire les MBS sont placés en anti-parallèle afin de réaliser un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant (Figure 1-30). Ils permettent de bénéficier des avantages des interrupteurs bicommandables (fermeture et ouverture contrôlée) tout en limitant les inconvénients (chute de tension importante en conduction) et remplacent donc de manière avantageuse les structures IGBT-diode généralement utilisées.

### **3.4 Conclusion**

Les IGBT ont été conçus au début des années quatre-vingt dans l'optique d'adapter les composants MOS aux applications nécessitant des tensions relativement élevées. Ceux-ci sont dédiés aux tensions continues. Cependant, leur utilisation sur des tensions alternatives nécessite l'utilisation de diodes en série et génère de ce fait des pertes supplémentaires. Le MBS est une évolution de l'IGBT qui permet l'extension du domaine d'utilisation de celui-ci aux applications secteur, par exemple dans les applications de type variateur de lumière. Son principe de fonctionnement est identique à celui des IGBT dont il découle. Nous avons présenté ici la structure et le principe de fonctionnement macroscopique des IGBT et MBS. La compréhension des phénomènes à l'œuvre dans la structure nous sera utile lors de la définition de la représentation électrique des MBS afin de représenter, notamment, les capacités parasites de la structure. L'analyse des commutations des MBS d'un point de vue 'circuit' sera réalisée à ce moment-là.

## **4. Conclusion**

Les variateurs de lumière sont aujourd'hui des dispositifs éprouvés et largement répandus dans le grand public. Cependant, les concepteurs de ces systèmes font face à des besoins de diminution de taille (variateurs muraux) et de coût de ces dispositifs. Les préoccupations de respect des normes CEM font notamment partie de ces contraintes. D'autre part, l'apparition de type de lampes différentes R, L, ou C a poussé les concepteurs à trouver d'autres solutions de contrôle et à remplacer le TRIAC robuste et peu coûteux par des composants bicommandables. Ceux-ci sont souvent réalisés par l'association de MOS ou d'IGBT et de diodes. En effet, les composants bicommandables habituels n'ont pas une tenue en tension inverse suffisante. Les composants bidirectionnels bicommandables obtenus permettent de modifier les modes de commande des variateurs de lumière afin de s'accommoder des charges capacitives. D'autre part, le contrôle des formes d'onde de commutation permet d'assurer la CEM sans l'utilisation du filtre secteur. Ceci permet de diminuer de manière importante la taille et le prix du système. Dans cette optique d'amélioration de la flexibilité des variateurs de lumière, la société STMicroelectronics a développé le MBS, un IGBT à tenue en tension inverse. Celui-ci est particulièrement bien adapté à la réalisation d'interrupteurs bidirectionnels bicommandables puisque la simple mise en antiparallèle de deux de ces composants suffit. Le principal avantage de cette solution est la diminution des pertes en conduction qu'elle permet par rapport aux solutions classiques à MOS ou IGBT.

Nous nous intéresserons dans la suite de ce mémoire aux variateurs de lumière utilisant ce nouveau composant. Nous étudierons les commutations des MBS de manière à les optimiser en vue d'obtenir un variateur de lumière respectant les normes CEM et des pertes de commutation minimales. Nous tenterons pour ce faire d'approcher une forme de commutation optimale en terme de rapport pertes de commutation-perturbations générées : la commutation sinusoïdale. Le montage qui nous intéressera tout le long de cette étude sera un variateur de lumière à MBS

commandant des lampes à incandescence de 40W à 500W par retard à l'amorçage. En effet, comme nous l'avons vu, de par les forts courants qu'elles mettent en jeu et leur caractère résistif, les commutations sur lampes à incandescence sont celles qui présentent les problèmes les plus importants en vue d'assurer la compatibilité électromagnétique du système sans augmenter de manière drastique les pertes de commutation. C'est pourquoi nous allons nous intéresser dans le chapitre qui suit à l'obtention d'une représentation électrique de l'amorçage sur charge résistive. Le but sera d'obtenir une bonne compréhension de l'influence des paramètres électriques du composant sur les formes d'ondes de commutation.



---

**CHAPITRE 2 :**  
**Analyse du comportement**  
**à l'amorçage des MBS**

---

|                                                                                          |            |
|------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>1. Introduction.....</b>                                                              | <b>55</b>  |
| <b>2. Représentation électrique du MBS à la fermeture .....</b>                          | <b>56</b>  |
| 2.1. Introduction .....                                                                  | 56         |
| 2.2. Représentation de la caractéristique statique .....                                 | 56         |
| 2.2.1. Délimitation des zones linéaire et saturée .....                                  | 57         |
| 2.2.2. Représentation de la zone linéaire.....                                           | 58         |
| 2.2.3. Représentation de la zone saturée .....                                           | 59         |
| 2.2.4. Détermination des paramètres de la diode .....                                    | 61         |
| 2.3. Prise en compte des capacités parasites .....                                       | 62         |
| 2.3.1. Principes de mesure des capacités parasites des composants à grille isolée .....  | 63         |
| 2.3.2. Caractérisation des capacités parasites du MBS.....                               | 68         |
| 2.4. Conclusion .....                                                                    | 72         |
| <b>3. Validation de la représentation électrique.....</b>                                | <b>73</b>  |
| 3.1. Introduction .....                                                                  | 73         |
| 3.2. Comparaison Simulation / Réalité .....                                              | 73         |
| 3.2.1. Ecart simulation/réalité de la caractéristique statique.....                      | 73         |
| 3.2.2. Ecart de représentation des commutations.....                                     | 75         |
| 3.3. Domaine de validité .....                                                           | 80         |
| 3.3.1. Influence des variations de résistance de grille .....                            | 80         |
| 3.3.2. Influence des variations de résistance de charge .....                            | 81         |
| 3.3.3. Influence de la tension maximale .....                                            | 82         |
| 3.3.4. Impact de l'inductance de charge.....                                             | 83         |
| 3.4. Conclusion .....                                                                    | 84         |
| <b>4. Influence des paramètres électriques du MBS sur la forme d'onde.....</b>           | <b>85</b>  |
| 4.1. Introduction .....                                                                  | 85         |
| 4.2. Les différentes phases de l'amorçage du MBS.....                                    | 86         |
| 4.3. Influence des paramètres de la caractéristique statique sur les formes d'onde ..... | 87         |
| 4.3.1. Effet de la tension de seuil .....                                                | 87         |
| 4.3.2. Influence de la transconductance.....                                             | 89         |
| 4.3.3. Impact de la forme générale de la caractéristique $I_A=f(V_{GS})$ .....           | 91         |
| 4.3.4. Modifications apportées par l'effet 'Early'.....                                  | 93         |
| 4.4. Influence des capacités parasites sur les formes d'onde.....                        | 94         |
| 4.4.1. Effet de la capacité $C_{GS}$ .....                                               | 94         |
| 4.4.2. Influence de la capacité $C_{AS}$ .....                                           | 95         |
| 4.4.3. Impact de la capacité $C_{GA}$ .....                                              | 96         |
| 4.5. Conclusion .....                                                                    | 99         |
| <b>5. Conclusion .....</b>                                                               | <b>100</b> |

# CHAPITRE 2 : Analyse du comportement à l'amorçage des MBS

## 1. Introduction

L'étude que nous avons menée sur l'utilisation du MBS en tant qu'interrupteur commandable réalisant la fonction 'gradateur CEM' nous a amenés à en étudier le comportement lors de l'amorçage.

Pour ce faire, nous nous sommes intéressés à la réalisation d'une représentation électrique simple du MBS afin d'analyser son comportement lors de son amorçage. Le but premier est de mettre en corrélation les formes d'ondes de commutation et les paramètres électriques du composant. L'obtention d'une représentation électrique a également pour but de permettre la prédiction des perturbations CEM générées par les montages utilisant des MBS, afin de comparer différentes solutions techniques de contrôle des formes d'ondes. D'autre part, un modèle basé sur des paramètres électriques permet de modifier aisément ceux-ci pour prendre en compte les dispersions dues au procédé de fabrication ou à la température de fonctionnement du composant. Ainsi, la représentation électrique est liée aux paramètres spécifiés par le constructeur ce qui facilite sa prise en main par des utilisateurs et simplifie éventuellement la comparaison de différents composants disponibles.

Le modèle développé est dédié à la compréhension des phénomènes intervenant lors de l'amorçage de l'interrupteur dans un variateur de lumière. En conséquence, son domaine de validité a pu être réduit ce qui a permis de simplifier la représentation électrique du MBS. Ainsi, il devient inutile de représenter le phénomène de 'courant de queue' présent dans les structures IGBT lors du blocage. De plus, l'utilisation des IGBT dans les variateurs de lumière a pour corollaire des commutations assez lentes (de l'ordre de 20 $\mu$ s à 500 $\mu$ s). D'autre part, comme nous l'avons vu au chapitre 1 §2.4, les charges les plus perturbatrices généralement commandées par les gradateurs sont résistives ou faiblement inductives. Nous limiterons donc le domaine de représentation à ce type de charges. Enfin, le MBS étant dédié aux applications secteur ne dépassant pas 500W (cf. chapitre 1) la représentation électrique doit être fidèle jusqu'à une tension maximale de 330V et un courant maximum de 4A. L'étude des perturbations CEM conduites impose, quant à elle, un modèle fiable sur une gamme de fréquences de 150kHz à 30MHz.

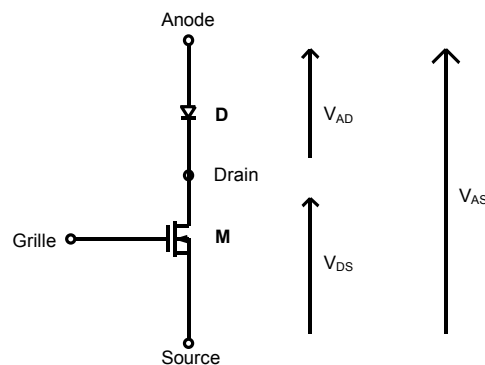
Nous présentons ici dans un premier temps la représentation électrique que nous avons développée sous le logiciel de simulation PSpice®. Dans un second temps nous vérifions le domaine de validité de celle-ci. Enfin nous décrivons l'influence des paramètres électriques du MBS sur les formes d'ondes à l'amorçage.

## 2. Représentation électrique du MBS à la fermeture

### 2.1 Introduction

Comme nous l'avons vu précédemment, nous nous intéressons uniquement à la représentation de l'amorçage des MBS. Le modèle recherché peut en conséquence être simplifié aux caractéristiques électriques présentées ici. La représentation électrique développée a volontairement été décomposée en deux parties : une représentation de la caractéristique statique du composant et une prise en compte du comportement dynamique au travers des capacités parasites.

Nous nous sommes basés sur le circuit équivalent de l'IGBT proposé par B.J. Baliga [28] afin de développer notre représentation électrique. Nous avons donc considéré que, lors de sa fermeture, le MBS se comporte comme l'association en série d'une diode PiN et d'un transistor MOS. Cette hypothèse simplificatrice est justifiée par la structure du composant (cf. chapitre 1). La diode PiN représente ainsi la jonction d'anode du composant tandis que le transistor MOS représente le comportement du transistor MOS intrinsèque à la structure.



**Figure 2-1 : circuit équivalent simplifié du MBS (MOS + Diode)**

Dans un premier temps, nous avons étudié une représentation de la caractéristique statique du MBS basée sur ce circuit équivalent. Puis, dans un second temps, nous nous sommes intéressés à la représentation et à la mesure des capacités parasites du composant.

### 2.2 Représentation de la caractéristique statique

Le schéma équivalent de type 'MOS+Diode' choisi nous amène à décomposer la représentation de la caractéristique statique du composant en trois parties : une première partie permet de représenter la zone linéaire du composant, une seconde partie représente la zone saturée de celui-ci, enfin une diode en série avec ces deux premières parties permet de compléter la représentation de la zone saturée en prenant en compte la chute de tension induite par la jonction d'anode du composant.

Nous allons étudier ici la représentation de chacune de ces parties. Nous présentons d'abord la manière dont nous avons délimité les zones saturée et linéaire de la représentation.

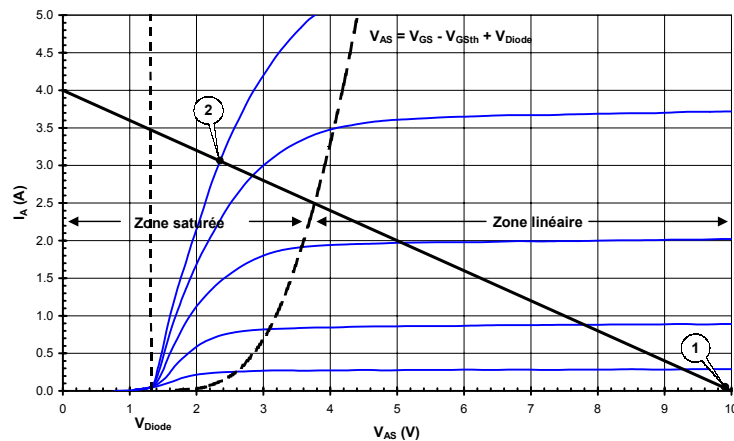
### 2.2.1. Délimitation des zones linéaire et saturée

La caractéristique statique d'un MBS a une forme générale proche de celle de la Figure 2-2. On peut observer sur cette figure que la caractéristique comporte deux zones principales qui induisent un comportement du transistor totalement différent.

Dans la première zone, pour les forts  $V_{AS}$ , le courant reste quasi constant pour un  $V_{GS}$  donné quelle que soit la tension  $V_{AS}$  appliquée aux bornes du composant. Cette zone dans laquelle le courant ne dépend que de  $V_{GS}$  est couramment appelée zone linéaire dans la terminologie des IGBT.

Dans la seconde zone, pour une combinaison de faibles  $V_{AS}$  et de forts  $V_{GS}$ , le courant varie fortement pour une petite variation de tension aux bornes du composant. C'est la zone saturée du composant.

Dans le cas d'une fermeture sur charge résistive, le point de fonctionnement passe d'une zone à l'autre en suivant la droite de charge (du point 1 au point 2 sur la Figure 2-2). Il convient donc, pour représenter le comportement du MBS, de définir une limite entre elles.



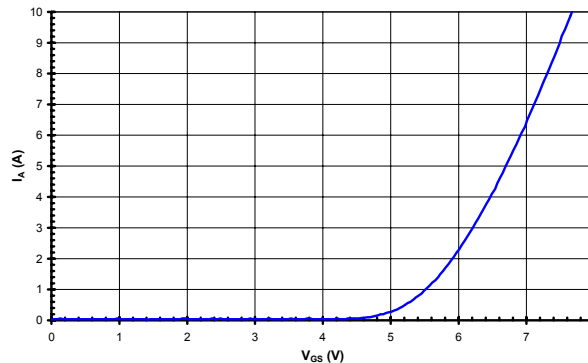
**Figure 2-2 : délimitation des zones linéaire et saturée sur la caractéristique statique du composant**

Notre modèle s'appuyant sur un circuit équivalent de type MOS + diode PiN, nous nous sommes basés sur la délimitation qui existait déjà dans le cadre de la représentation du comportement des MOS [29], et l'avons élargie au MBS. Ainsi, pour  $V_{AS} < V_{GS} - V_{GSth} + V_{Diode}$  le MBS opère en mode saturé et pour  $V_{AS} > V_{GS} - V_{GSth} + V_{Diode}$  le MBS se trouve en zone linéaire (Figure 2-2). Ceci nous donne, dans le cadre de la représentation (Figure 2-1) : pour  $V_{DS} < V_{GS} - V_{GSth}$  le MOS M opère en mode linéaire (l'appellation 'MOS' est différente de celle

des IGBT et MBS) et pour  $V_{DS} > V_{GS} - V_{GSth}$  le MOS M opère en mode saturé. C'est le comportement du MBS dans cette zone que nous allons maintenant représenter.

### 2.2.2. Représentation de la zone linéaire

Comme nous l'avons vu précédemment, pour  $V_{AS} > V_{GS} - V_{GSth} + V_{AD}$  le MBS opère en mode linéaire. Il se comporte alors comme une source de courant commandée en tension par  $V_{GS}$ . La caractéristique  $I_A$ - $V_{GS}$  détermine alors le comportement du transistor (Figure 2-3).

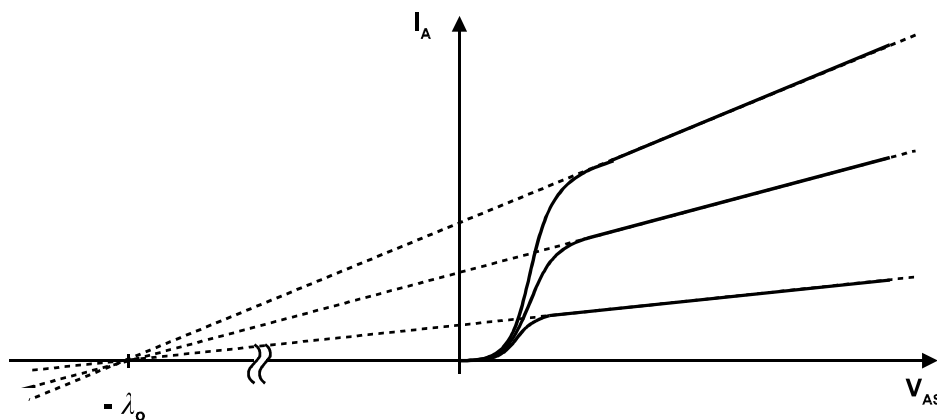


**Figure 2-3 : caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$  du MBS dans sa zone linéaire à  $V_{AS}=16V$**

Cette caractéristique est proche de celle d'un transistor MOS fonctionnant dans sa zone saturée. Elle peut être exprimée par une équation de la forme :

$$I_A = B \cdot (V_{GS} - A \cdot V_{GSth})^n \quad (1)$$

dans laquelle  $V_{GSth}$  est la tension de seuil du composant telle que définie dans les spécifications constructeur (mesurée à  $I_A=250\mu A$ ). Les paramètres A, B et n permettent d'optimiser l'équation afin qu'elle soit la plus proche possible des valeurs mesurées au traceur de courbes. Cette équation est ensuite intégrée à la représentation au travers d'une source de courant, contrôlée selon cette équation.



**Figure 2-4 : tension 'd'Early' d'un composant**

Cependant, bien que le MBS utilisé dans sa zone linéaire se comporte en source de courant, on ne peut pas considérer celle-ci comme une source parfaite : le courant dans le composant croît légèrement lorsque la tension  $V_{AS}$  augmente (Figure 2-4). Ce phénomène est connu sous le nom d'effet 'Early' [30].

Cette variation de  $I_A$  en fonction de  $V_{AS}$  peut être approchée, dans le cas du MBS, par une droite. De plus, si on prolonge les courbes de la caractéristique statique (pointillés Figure 2-4), elles coupent l'axe des abscisses en un même point :  $-\lambda_0$  ( $\lambda_0$  est la tension d'Early du composant).

Nous avons représenté l'effet Early par une source de courant complétant la source de courant précédente et répondant à l'équation :

$$I_{A \text{ Early}} = a \cdot V_{DS} + b - I_{A \text{ Gfs}} \quad (2)$$

où  $I_{A \text{ Gfs}}$  est le courant décrivant le régime linéaire de fonctionnement dans le plan  $I_A=f(V_{GS})$ . En négligeant la tension  $V_{AD}$  aux bornes de la diode par rapport à la tension  $V_{AS}$ , alors  $a$  et  $b$  sont les coefficients de la droite passant par les points  $(-\lambda_0, 0)$  et  $(V_{AS \text{ Gfs}}, I_{A \text{ Gfs}})$  dans le repère  $I_A=f(V_{AS})$ .

Par le calcul on obtient :

$$\begin{cases} a = \frac{I_{A \text{ Gfs}}}{V_{AS \text{ Gfs}} + \lambda_0} \\ b = \frac{\lambda_0 \cdot I_{A \text{ Gfs}}}{V_{AS \text{ Gfs}} + \lambda_0} \end{cases} \quad (3)$$

L'équation de la source de courant 'Early' peut être simplifiée en :

$$I_{A \text{ Early}} = I_{A \text{ Gfs}} \cdot \left[ \frac{V_{AS} + \lambda_0}{V_{AS \text{ Gfs}} + \lambda_0} - 1 \right] \quad (4)$$

avec  $V_{AS \text{ Gfs}}$  : tension de mesure de la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$  (16V dans notre cas),

$\lambda_0$  : tension d'Early du composant,

$I_{A \text{ Gfs}}$  : courant circulant dans la source de courant décrivant la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$ .

### 2.2.3. Représentation de la zone saturée

Comme le montre la Figure 2-2, la zone saturée de la caractéristique statique définit les valeurs des courants et tensions en fin d'amorçage du MBS.

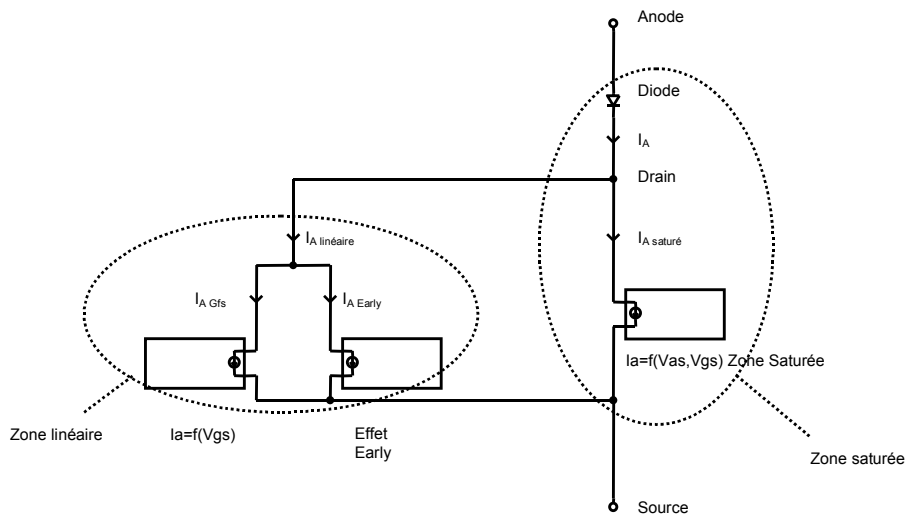
En effet, lors de la fermeture du composant, le point de fonctionnement remonte la droite de charge du circuit pour s'arrêter sur le point de fonctionnement défini par l'intersection de la caractéristique statique avec la droite de charge du circuit. Ce point doit se situer dans la zone saturée pour permettre d'obtenir les pertes de conduction minimales dans le composant. Une bonne représentation de cette zone conditionne donc des valeurs de simulation correctes pour les courants et tensions de fin de commutation. Il est donc important d'en tenir compte en vue d'obtenir une définition correcte de la forme d'onde à la fermeture du MBS.

Comme nous l'avons déjà présenté en 2.2.1, notre modèle est basé sur un circuit équivalent de type MOS + diode PiN. Le MBS fonctionnant dans sa zone saturée, il peut donc être représenté par un transistor MOS opérant dans sa zone ohmique en série avec une diode. Les paramètres de la diode étant discutés plus avant au chapitre 2.2.4, nous nous intéresserons plus particulièrement à la représentation du MOS.

Le comportement des MOS dans leur zone 'ohmique' est connu et peut être approché par la formule suivante [29] :

$$I_D = K \cdot \left[ (V_{GS} - V_{GStH}) - \frac{V_{DS}}{2} \right] \cdot V_{DS} \quad \text{pour } 0 \leq V_{DS} \leq V_{GS} - V_{GStH} \quad (5)$$

La représentation du MBS étant basée sur trois sources de courant en parallèle permettant de couvrir la totalité de la caractéristique statique du composant, il convient donc d'adapter l'équation du courant fourni par la source de courant représentant la zone saturée afin de supprimer les courants fournis par les sources représentant la zone linéaire (transconductance et effet Early).



**Figure 2-5 : schéma de la représentation PSpice de la caractéristique statique du MBS**

Si l'on considère uniquement la zone saturée, dans le schéma électrique de la Figure 2-5, le courant d'anode du composant vaut :

$$I_A = \underbrace{I_{A \text{ Gfs}} + I_{A \text{ Early}}}_{I_{A \text{ linéaire}}} + I_{A \text{ saturé}} \quad (6)$$

Nous voulons que lorsque la représentation se trouve en condition de saturation, le courant dans la charge  $I_A$  soit égal au courant de saturation, d'où le calcul du courant  $I_{A \text{ saturé}}$  :

$$I_{A \text{ saturé}} = K \cdot \left[ (V_{GS} - V_{GStH}) - \frac{V_{DS}}{2} \right] \cdot V_{DS} - I_{A \text{ linéaire}} \quad \text{pour } 0 \leq V_{DS} \leq V_{GS} - V_{GStH} \quad (7)$$

Pour pouvoir utiliser cette équation, il reste à définir la valeur de la constante K pour assurer la continuité de la caractéristique entre la zone saturée et la zone linéaire au point

$V_{DS} = V_{GS} - V_{GStH}$ . Cette constante est obtenue en remplaçant  $V_{DS}$  par sa valeur dans l'équation (5), soit :

$$K = \frac{2 \cdot I_{A \text{ linéaire}} \cdot V_{GS}}{(V_{GS} - V_{GStH})^2} \quad (8)$$

En remplaçant  $K$  dans l'équation (7) par l'équation (8) on obtient une formule générale du courant  $I_{A \text{ saturé}}$  qui permet d'assurer la continuité entre zone saturée et linéaire dans toutes les conditions :

$$I_{A \text{ saturé}} = \frac{2 \cdot I_{A \text{ linéaire}}}{(V_{GS} - V_{GStH})^2} \cdot \left[ (V_{GS} - V_{GStH}) - \frac{V_{DS}}{2} \right] \cdot V_{DS} - I_{A \text{ linéaire}} \quad (9)$$

#### 2.2.4. Détermination des paramètres de la diode

Les sources de courant représentant la caractéristique statique de la partie 'MOS' du modèle ayant été décrites, nous allons nous intéresser à la détermination des paramètres de la diode permettant de donner à la représentation de la zone saturée du composant une forme proche de la réalité.

L'intérêt de la diode dans la représentation du MBS est de rendre compte de la chute à l'état passant de ce dernier et plus particulièrement du coude présent dans le début de sa caractéristique  $I_A = f(V_{AS})$  (Figure 2-2). Le courant de cathode d'une diode en fonction de la tension anode-cathode suit l'équation [31] :

$$I_K = I_S \cdot \left( e^{\frac{V_{AK}}{n \cdot V_t}} - 1 \right) \quad (10)$$

Avec  $V_t = kT/q$ ,  $I_s$  le courant de saturation et  $n$  le facteur d'idéalité de la diode.

Il convient donc que nous déterminions les paramètres  $I_s$  et  $n$  de l'équation afin que la chute de tension aux bornes de la diode permette d'obtenir une zone saturée conforme à la réalité.

Pour ce faire, nous écrivons les équations régissant le courant dans le composant lorsque celui-ci est en saturation :

$$\begin{cases} I_A = I_S \cdot \left( e^{\frac{V_{AD}}{n \cdot V_t}} - 1 \right) & (a) \\ I_A = K \cdot \left[ (V_{GS} - V_{GStH}) - \frac{V_{DS}}{2} \right] \cdot V_{DS} - I_{A \text{ linéaire}} & (b) \text{ Avec } K \text{ tel que défini en (8)} \\ V_{AS} = V_{AD} + V_{DS} & (c) \end{cases} \quad (11)$$

Pour résoudre ce système d'équations, nous sélectionnons dans la zone saturée de la caractéristique statique deux points obtenus pour des  $V_{GS}$  proches des tensions de commande utilisées (dans notre cas de 10V à 15V) et des courants proches du courant nominal du composant (8A). Nous noterons ces deux points  $(V_{AS1}, I_{A1})@V_{GS1}$  et  $(V_{AS2}, I_{A2})@V_{GS2}$ . Nous calculons pour chacun les tensions  $V_{AD}$  correspondantes ( $V_{DS1}$  et  $V_{DS2}$ ) en nous appuyant sur les équations (11.b) et (11.c).

L'équation (11.b) étant de la forme  $a \cdot V_{DS}^2 + b \cdot V_{DS} + c = 0$ , nous obtenons pour chaque point deux racines solutions de l'équation (une positive et une négative) ce qui nous donne, suivant l'équation (11.c), deux tensions  $V_{AD}$  possibles aux bornes de la diode. Seule la racine positive est retenue pour l'obtention de l'équation de la tension  $V_{AD}$  :

$$V_{AD} = V_{AS} - (V_{GS} - V_{GSth}) \cdot \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{I_A}{I_{A \text{ linéaire}}}} \right] \quad (12)$$

dans laquelle  $I_{A \text{ linéaire}}$  est le courant du composant dans sa zone linéaire pour le  $V_{GS}$  considéré (cf. équation (1)).

De l'équation (11.a) on en déduit :

$$n \cdot V_t = \frac{V_{AD1}}{\ln\left(\frac{I_{A1} - I_S}{I_S}\right)} = \frac{V_{AD2}}{\ln\left(\frac{I_{A2} - I_S}{I_S}\right)} \quad (13)$$

Etant donné que le courant de saturation est faible - de l'ordre de quelques micro-ampères - et le courant circulant dans le composant élevé - de l'ordre de quelques ampères - nous pouvons négliger  $I_S$  devant  $I_A$ , d'où :

$$I_S = e^{\left(\frac{V_{AD1} \cdot \ln(I_{A2})}{V_{AD1} - V_{AD2}}\right)} \cdot e^{-\left(\frac{V_{AD2} \cdot \ln(I_{A1})}{V_{AD1} - V_{AD2}}\right)} \quad (14)$$

On peut ensuite déterminer le coefficient d'idéalité de la diode suivant l'équation :

$$n = \frac{V_{AD1} - V_{AD2}}{V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{A1}}{I_{A2}}\right)} \quad (15)$$

Les paramètres étant déterminés, ils sont insérés dans le modèle d'une diode parfaite afin de rendre compte de la chute de tension à l'état passant du composant.

## 2.3 Prise en compte des capacités parasites

La structure du MBS comporte de nombreuses capacités parasites qui peuvent être regroupées sous la forme de trois capacités inter-électrodes :  $C_{GA}$ ,  $C_{AS}$  et  $C_{GS}$ . Ces capacités, déterminées par la structure du composant, sont liées aux capacités MOS et capacités de jonction présentes dans la structure. Elles sont donc variables en fonction des tensions aux bornes du

composant. La capacité  $C_{GS}$  étant faiblement variable, nous l'avons supposée constante, tandis que les capacités  $C_{GA}$  et  $C_{AS}$  ont été représentées par des capacités variables.

Nous allons nous intéresser dans un premier temps aux principes de mesure des capacités parasites des composants à grille isolée, puis nous nous attacherons dans un second temps à détailler la méthode de mesure spécifique que nous avons employée pour caractériser les capacités parasites du MBS.

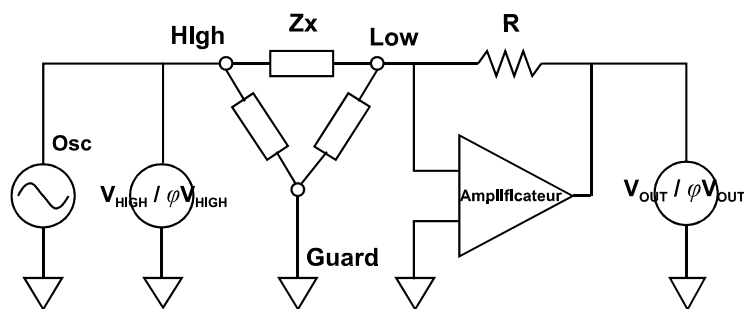
### 2.3.1. Principes de mesure des capacités parasites des composants à grille isolée

Plusieurs méthodes de mesure peuvent être utilisées pour caractériser les capacités parasites des composants à grille isolée. On peut regrouper les différentes méthodes envisagées en deux types :

- les méthodes de mesure *in-situ* : dans ce type de mesure, les valeurs des capacités parasites sont déduites des mesures de tension et de courant effectuées lors de la commutation du composant dans son environnement. Ce type de méthode a donné lieu à de nombreuses études [32], [33], [34], [35], [36]. Parmi ces méthodes, la plus couramment utilisée consiste à faire commuter le composant dans un hacheur dévolteur à charge inductive. La tension de grille du composant est mesurée en fonction de la quantité de charges fournies à la grille. Ceci permet de fournir à l'utilisateur une idée précise de l'énergie de commande nécessaire au composant pour commuter [37]. De telles méthodes ont l'avantage de permettre la caractérisation des capacités parasites dans des situations proches des conditions d'utilisation du composant, notamment lorsque celui-ci est en conduction. Elles sont cependant difficiles à mettre en œuvre, l'extraction des valeurs des capacités parasites exigeant des méthodes complexes. D'autre part, elles nécessitent beaucoup d'attention lors de la réalisation des essais afin de diminuer le bruit de mesure et l'impact des composants parasites présents dans les dispositifs de mesure.
- les méthodes de mesure statiques : ce type de méthode est basé sur l'utilisation d'appareils dédiés à la mesure d'impédances tel que les R-L-C mètres, les appareils de mesures I-V ou les ponts d'impédance. Ces méthodes sont couramment employées par les fabricants de composants pour la mesure des capacités parasites [38]. Elles sont aussi communément employées pour renseigner les capacités parasites des modèles de composants à grille isolée. Elles ont pour principal avantage d'être facilement réalisables et précises (précision inférieure au pF). Cependant, étant purement statiques, le composant n'est pas mesuré dans ses conditions d'utilisation, ce qui peut entraîner une erreur de représentation.

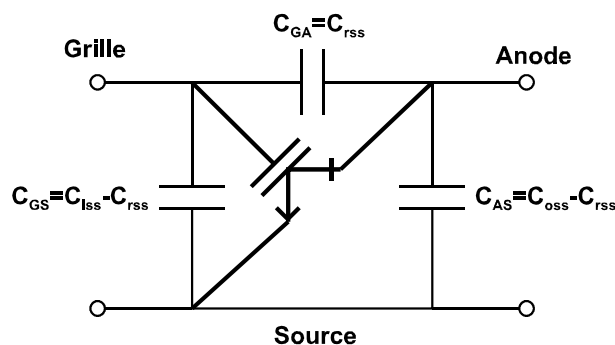
Nous avons choisi de mesurer les capacités parasites du MBS au moyen d'un analyseur d'impédance pour des raisons de rapidité et de précision des mesures.

L'analyseur d'impédance utilisé est un Agilent 4294A. Il utilise le principe du pont auto-équilibré pour mesurer l'impédance placée à ses bornes [39] : une tension sinusoïdale de faible amplitude est surimposée à une tension continue  $V_{Bias}$ . La tension résultante est appliquée au composant sous test placé entre les bornes 'High' et 'Low' de l'appareil. La tension à la borne 'Low' est maintenue à zéro par injection de courant à travers une résistance de précision R. La borne 'Low' devient ainsi une 'masse virtuelle'. Lorsque cette condition est remplie, le courant circulant dans la résistance de mesure est égal au courant circulant dans le composant sous test. L'analyseur d'impédance mesure alors les tensions et déphasages sur la borne 'High' et sur la sortie de l'amplificateur. La tension à la sortie de l'amplificateur étant proportionnelle au courant circulant dans le composant testé, l'appareil peut alors calculer le module et l'argument de l'impédance du composant (ici  $Z_X$  sur la Figure 2-6) [40].



**Figure 2-6 : principe de la mesure d'impédance par pont 'Auto-Equilibré'**

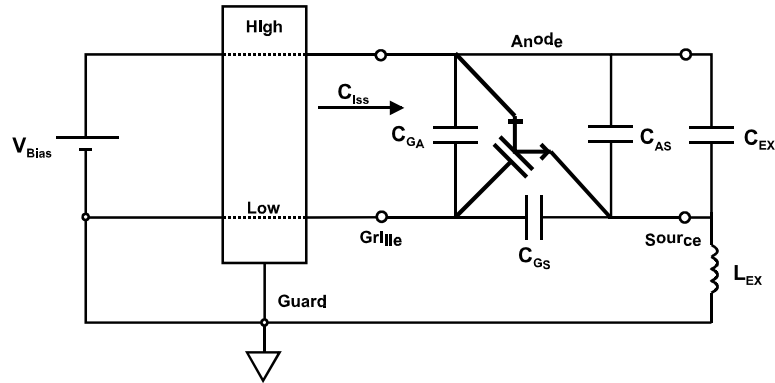
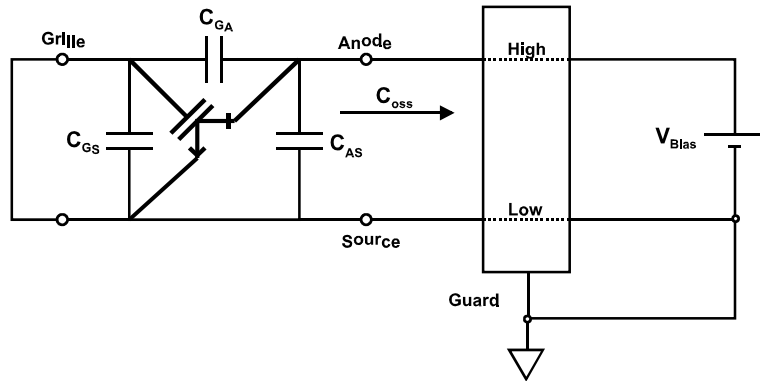
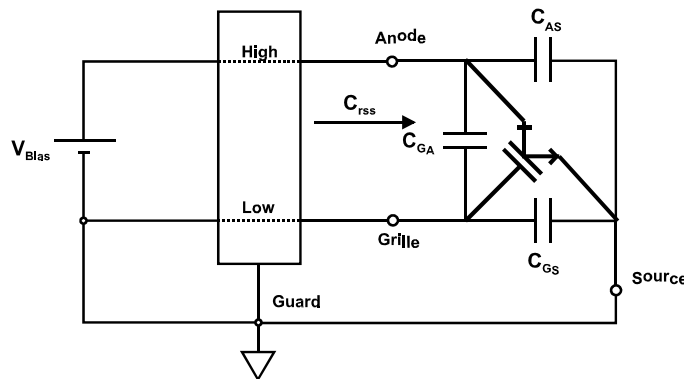
Dans le cas de la mesure de composants ayant plus de deux électrodes, l'appareil est équipé d'une borne 'Guard' reliée à la masse de l'appareil. Cette borne permet à l'utilisateur d'éliminer l'influence des impédances inter-électrodes non liées à la mesure. En effet, les courants circulant dans les impédances 'parasites' reliées au 'Guard' ne circulent plus dans le détecteur (amplificateur et résistance R) et par conséquent ne perturbent pas la mesure.



**Figure 2-7 : capacités parasites des transistors et correspondance avec les capacités du quadripôle réciproque en  $\Pi$  équivalent**

Les montages utilisés pour la mesure des capacités parasites des transistors MOS ou IGBT s'appuient tous sur une représentation du composant par un quadripôle réciproque en  $\Pi$  (Figure 2-7).

Dans un premier type de mesures, les capacités parasites du composant sont caractérisées au travers de la capacité d'entrée, sortie en court-circuit  $C_{iss}$ , de la capacité de sortie, entrée en court-circuit  $C_{oss}$  et de la capacité de transfert  $C_{rss}$  du quadripôle équivalent.

(a) mesure de  $C_{iss}$ (b) mesure de  $C_{oss}$ (c) mesure de  $C_{rss}$ 

**Figure 2-8 : schémas de mesure des capacités parasites sous forme de capacités d'entrée ( $C_{iss}$ ) de sortie ( $C_{oss}$ ) et de transfert ( $C_{rss}$ )**

La capacité d'entrée  $C_{iss}$  est mesurée entre anode et grille la capacité  $C_{AS}$  étant court-circuitée pour le signal de mesure alternatif (Figure 2-8.a). La capacité  $C_{oss}$  est mesurée quant à elle entre anode et source avec la grille et la source du composant court-circuitée (Figure 2-8.b).

Enfin, la capacité  $C_{rss}$  est quant à elle mesurée entre grille et anode avec la source reliée au terminal 'Guard' de l'analyseur (Figure 2-8.c).

### 2.3.2. Choix d'une mesure directe des capacités inter-électrodes

La caractérisation décrite précédemment est couramment utilisée pour renseigner les spécifications constructeur des IGBT et MOS. Elle permet à l'utilisateur de connaître la capacité globale vue par le circuit de commande du composant ainsi que la capacité globale vue par la charge et l'aide donc à dimensionner son circuit. Elle a cependant plusieurs inconvénients.

Cette méthode a pour effet de regrouper la mesure des capacités inter-électrodes du composant ( $C_{iss}=C_{GS}+C_{GA}$ ,  $C_{oss}=C_{GA}+C_{AS}$  et  $C_{rss}=C_{GA}$ ). Or, il est impossible dans le cadre d'une représentation électrique de prendre en compte ces capacités telles quelles. Ceci implique, afin de retrouver les capacités inter-électrodes du composant, de rajouter une étape de calcul qui peut induire des erreurs pour extraire les faibles valeurs de capacités.

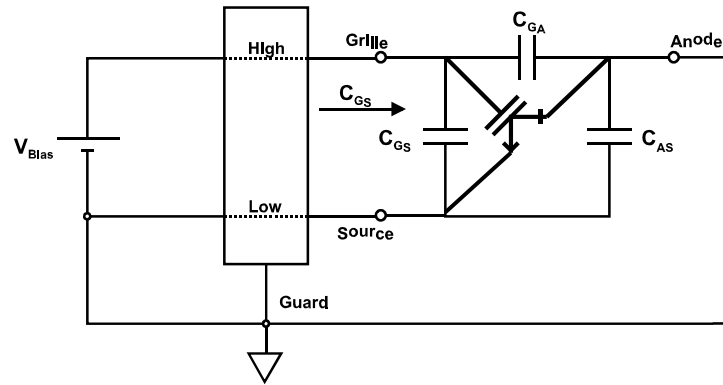
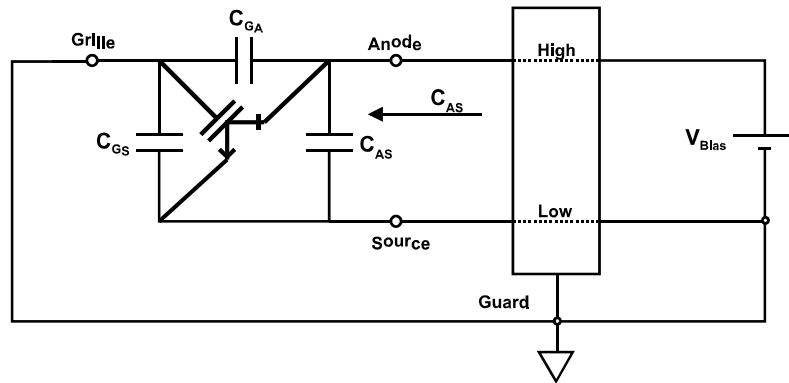
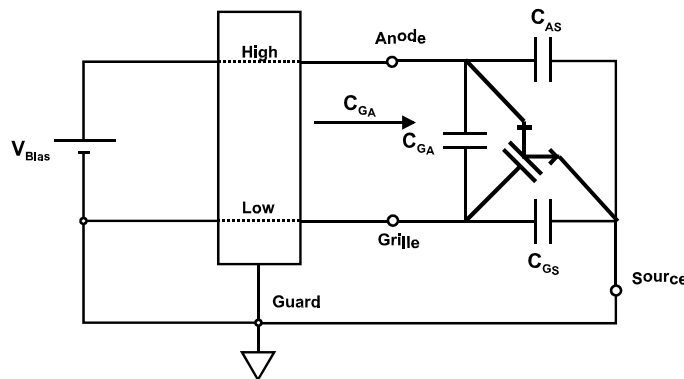
D'autre part, les capacités obtenues sont mesurées à  $V_{GS}=0V$  avec une tension  $V_{AS}$  variable. Ceci implique une mesure de la capacité  $C_{GS}$  à  $V_{GS}=0V$ . Or, comme nous le verrons en 2.3.3, cette capacité varie en fonction de la tension  $V_{AS}$  mais également en fonction de la tension à ses bornes et il est intéressant de prendre en compte dans une représentation électrique la valeur la plus proche des conditions de commutation.

Enfin, l'utilisation d'un pont d'impédance pour ce type de mesures nécessite l'ajout de composants externes. Ainsi, pendant la mesure de la capacité de sortie  $C_{oss}$  (Figure 2-8.b) et de la capacité de transmission  $C_{rss}$  (Figure 2-8.c), aucun composant supplémentaire n'est nécessaire. Tandis que la mesure de la capacité d'entrée du composant (Figure 2-8.a) nécessite deux composants externes : tout d'abord la capacité  $C_{EX}$  qui a pour rôle d'assurer le court-circuit entre anode et source à la fréquence de mesure utilisée ; ensuite l'inductance  $L_{EX}$  qui doit assurer le court-circuit grille-source pour le signal de polarisation continu tout en maintenant un circuit ouvert pour le signal alternatif de mesure. On comprend donc aisément que la mesure réalisée est influencée par les valeurs et les performances en fréquence (éléments parasites) des composants externes utilisés.

Nous avons préféré utiliser une méthode de mesure plus simple et effectuer les mesures de chaque capacité inter-électrodes directement aux bornes du composant (Figure 2-9) [38]. Nous utilisons ainsi pleinement la possibilité offerte par le pont auto-équilibré d'éliminer les capacités parasites inter-électrodes du composant. Les capacités sont ainsi mesurées en fonction de la tension à leurs bornes, la tension entre le troisième terminal du composant et la borne 'Low' de l'analyseur étant nulle. On mesure ainsi les capacités :  $C_{GS}=f(V_{GS})@V_{AS}=0V$ ,  $C_{AS}=f(V_{AS})@V_{GS}=0V$  et  $C_{GA}=f(V_{GA})@V_{GS}=0V$ .

Les mesures de capacités obtenues sont moins facilement exploitables par les utilisateurs pour le dimensionnement de leur circuit puisqu'elles ne présentent plus les capacités du composant sous forme de capacités globales vues de l'entrée ou de la sortie du quadripôle. Elles

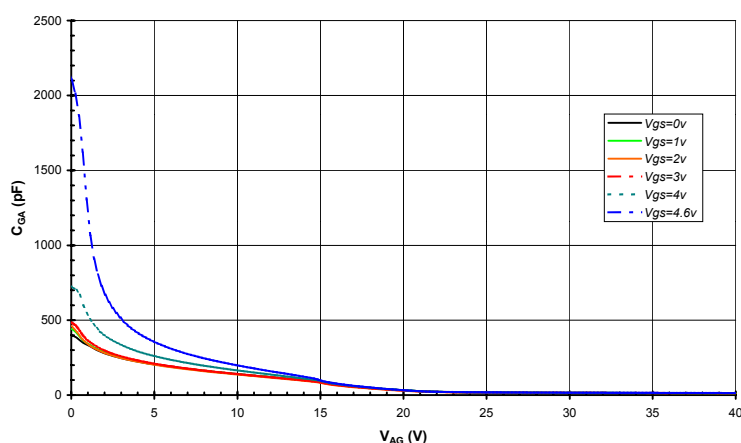
présentent néanmoins l'avantage d'être directement utilisables pour renseigner un modèle. D'autre part, les résultats ainsi obtenus sont plus précis puisque aucun composant externe n'est utilisé en vue de la mesure. Enfin cette méthode peut être étendue à la mesure des capacités en fonction des tensions aux trois terminaux du composant. Cette possibilité sera exploitée dans le paragraphe suivant afin de rapprocher les conditions de mesure des capacités parasites du MBS des conditions de la commutation.

(a) mesure de  $C_{GS}$ (b) mesure de  $C_{AS}$ (c) mesure de  $C_{GA}$ 

**Figure 2-9 : schémas de mesure des capacités  $C_{GA}$ ,  $C_{AS}$  et  $C_{GS}$  en fonction de la tension à leurs bornes**

### 2.3.3. Caractérisation des capacités parasites du MBS

Les capacités parasites du MBS, comme celles de tout IGBT, varient en fonction de la tension à leurs bornes mais également en fonction de la tension du troisième terminal [41]. Ce phénomène est clairement mis en évidence dans la Figure 2-10 où la variation de la capacité grille-anode est mesurée en fonction de la tension à ses bornes pour différentes valeurs de tension grille-source. Il convient donc de prendre en compte ce phénomène afin d'améliorer la représentation des commutations.



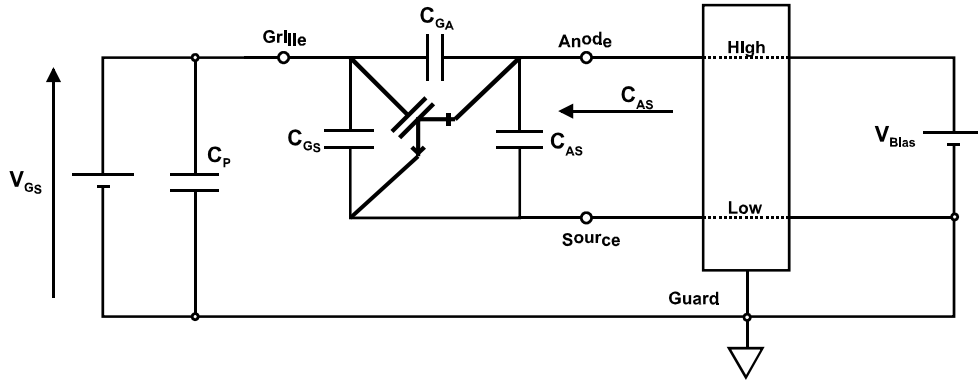
**Figure 2-10 : variation de la capacité  $C_{GA}$  en fonction de la tension  $V_{AG}$  et de la tension  $V_{GS}$**

Cependant, la représentation de ce phénomène est difficile : le nombre de points de mesure nécessaires est plus important que pour une capacité variant seulement en fonction de la tension à ses bornes, car la capacité dépend d'un couple de tensions ( $V_{AS}$ ,  $V_{GS}$ ). Ceci aurait pour effet d'alourdir le modèle. D'autre part, la mesure des capacités n'est possible que pour  $V_{GS} \leq V_{GSth}$ . Au-delà le composant entre en conduction et le courant circulant dans celui-ci devient supérieur au courant de mesure fourni par l'analyseur de réseau. Les mesures se trouvent donc faussées puisqu'une impédance parasite de faible valeur se trouve alors placée en parallèle des capacités parasites que l'on souhaite mesurer.

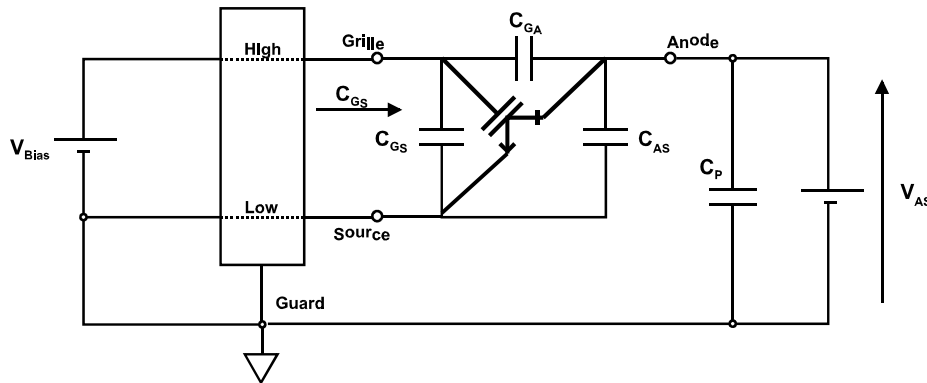
Afin d'éviter ces inconvénients, nous avons choisi de caractériser les capacités du MBS pour une tension légèrement inférieure à la tension de seuil du composant ( $V_{GS}=4,6V$ ). D'autre part, la majeure partie de la commutation ayant lieu autour de celle-ci, les valeurs des capacités en ce point sont très importantes pour la forme des commutations. La caractérisation des capacités du MBS près de la tension de seuil permet de se rapprocher au maximum des conditions de commutation tout en évitant de prendre en compte un ensemble important de couples de tensions ( $V_{AS}, V_{GS}$ ) qui alourdirait inutilement le modèle.

La mesure des capacités parasites du MBS est effectuée en utilisant des montages issus du principe de mesure présenté précédemment. La capacité à mesurer est placée entre les bornes 'High' et 'Low'. Le troisième terminal est quant à lui relié au 'Guard' au travers d'une capacité haute fréquence ( $C_p$ , 220nF) de valeur suffisante pour supposer qu'elle est équivalente à un court-circuit

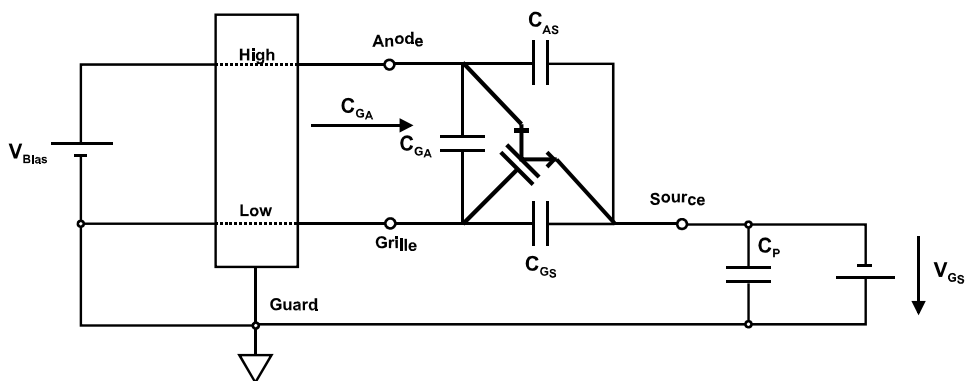
à la fréquence de mesure (Figure 2-11). Le courant de déplacement au travers des autres capacités parasites est de ce fait redirigé vers la borne 'Guard'. Ceci permet d'imposer le potentiel au troisième terminal grâce à une source de tension continue placée entre celui-ci et la borne 'Guard' de l'analyseur. La capacité de découplage choisie doit avoir une impédance très inférieure à  $1\text{k}\Omega$  à la fréquence de mesure afin de ne pas perturber les mesures [42].



(a) mesure de  $C_{AS}$



(b) mesure de  $C_{GS}$



(c) mesure de  $C_{GA}$

**Figure 2-11 : mesures des capacités  $C_{GA}$ ,  $C_{AS}$  et  $C_{GS}$  en fonction de la tension à leurs bornes et de la tension aux bornes du troisième terminal.**

On peut ainsi, grâce à ces montages, mesurer les capacités parasites en fonction de la tension à leurs bornes mais également en fonction de la tension du troisième terminal. Nous avons

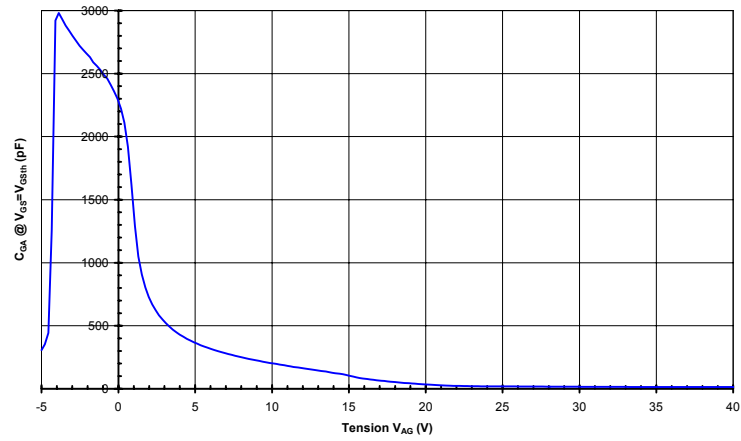
mesuré suivant cette méthode les capacités :  $C_{GS}=f(V_{GS})$  @  $V_{AS}=30V$  (maximum acceptable par le pont d'impédance),  $C_{GA}=f(V_{AG})$  @  $V_{GS\text{ mesure}}=4,6V$  et  $C_{AS}=f(V_{AS})$  @  $V_{GS\text{ mesure}}=4,6V$ . Les mesures ont été effectuées à une fréquence de 1MHz. Les résultats de mesures obtenus pour un prototype de MBS sont donnés en Figure 2-12.

Si nous détaillons la forme des variations de la capacité  $C_{GA}$  (Figure 2-12.a), nous pouvons remarquer qu'elle présente une faible valeur à haute tension  $V_{AG}$  avec peu de variations, puis augmente brutalement pour les basses tensions (inférieures à 5V). La capacité  $C_{GA}$  continue d'augmenter ensuite jusqu'à une tension  $V_{AG} \approx -V_{GS\text{ mesure}}$ . A cet instant, la tension  $V_{AS}$  aux bornes du composant devient négative ( $V_{AS}=V_{AG}+V_{GS}$ ). La jonction d'Anode  $PN^+$  du composant (c.f. chapitre 1 §3.2.1) se trouve polarisée en inverse et une zone de charge d'espace se développe alors. Celle-ci se comporte comme une capacité mise en série avec la capacité  $C_{GA}$ . La valeur de  $C_{GA}$  chute alors brutalement au fur et à mesure que la tension  $V_{AG}$  devient négative. La théorie viendra donc suppléer la mesure pour obtenir les valeurs de  $C_{GA}$  pour une tension  $V_{AG}$  inférieures à  $-V_{GSth}$ . La capacité  $C_{GA}$  étant liée principalement aux capacités MOS présentes dans l'espace inter-cellulaire du composant, nous estimerons que la valeur de la capacité  $C_{GA}$  présente un plateau pour ces tensions.

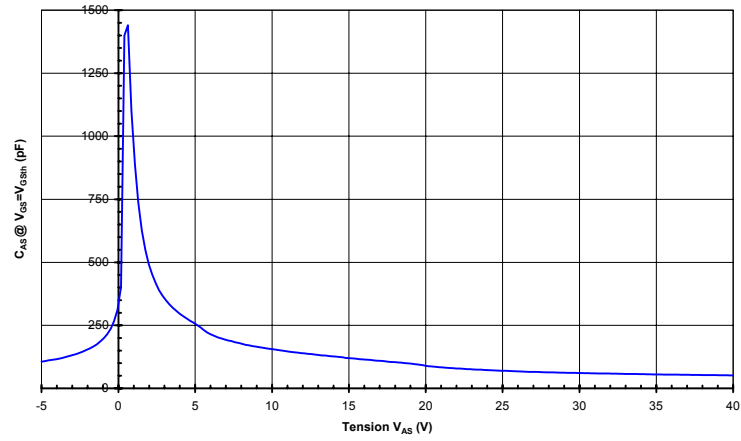
La capacité  $C_{AS}$  (Figure 2-12.b) est due à la zone de charge d'espace qui s'établit tantôt au niveau de la jonction  $PN^+$  de la source (tension  $V_{AS}$  positive) tantôt au niveau de la jonction  $PN^+$  de l'anode (tension  $V_{AS}$  négative). Cette capacité présente une faible valeur et une faible variation à haute tension, puis une augmentation rapide de sa valeur pour les basses tensions. La capacité décroît ensuite rapidement lorsque la tension devient négative et tend vers une faible valeur pour les fortes tensions négatives.

La capacité  $C_{GS}$  (Figure 2-12.c) est principalement due aux capacités d'oxyde présentes entre la grille et la source suite aux chevauchements entre la grille et la zone de diffusion représentant la source. Ainsi cette capacité présente un comportement de capacité MOS (Métal Oxyde Semi-conducteur). Pour une tension  $V_{GS}$  fortement négative elle est constante et a une valeur élevée, puis autour de  $-5V$  elle commence à décroître, d'abord avec une forte pente puis avec une pente plus faible (pour les tensions positives). On peut observer une franche remontée de la valeur de la capacité au-delà de la tension de seuil. Cette remontée est due, comme nous l'avons vu précédemment, à l'entrée en conduction et n'est qu'un artefact de mesure. La capacité  $C_{GS}$  poursuit en fait sa décroissance progressive aux  $V_{GS}$  élevés.

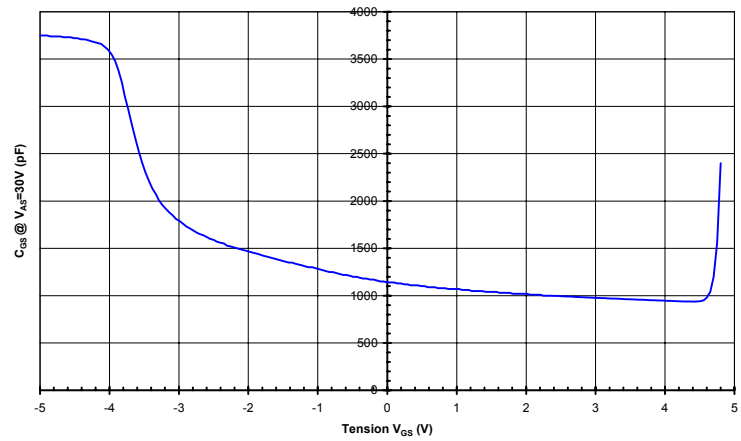
Comme le montre la Figure 2-12, les capacités parasites des MBS sont toutes fortement non-linéaires : elles nécessitent donc d'être prises en compte sous forme de capacités variables dans le modèle. Cependant, la capacité  $C_{GS}$  varie faiblement lorsque la tension  $V_{GS}$  est positive. C'est pourquoi nous avons décidé de la représenter par une capacité fixe, tandis que les capacités  $C_{AS}$  et  $C_{GA}$  sont représentées par des capacités variables.



(a) capacité  $C_{GA}$  mesurée à  $V_{GS}=4,6V$



(b) capacité  $C_{AS}$  mesurée à  $V_{GS}=4,6V$

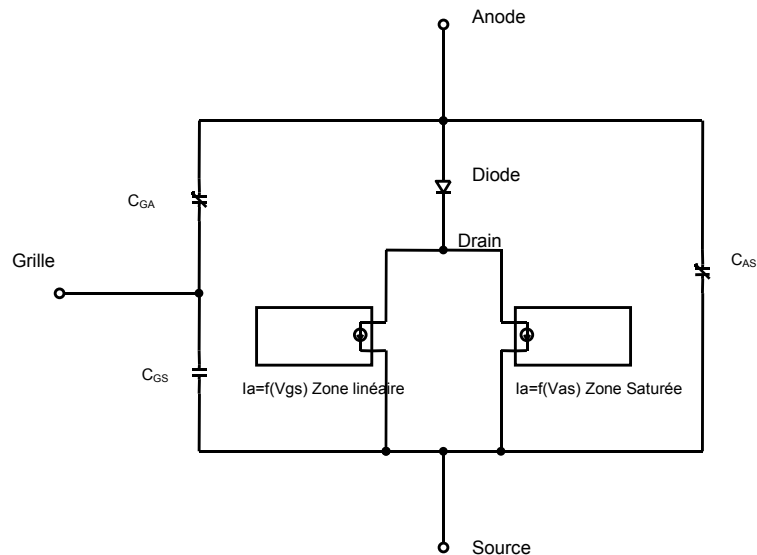


(c) capacité  $C_{GS}$  mesurée à  $V_{AS}=30V$

Figure 2-12 : résultat des mesures des capacités parasites du MBS  
(de haut en bas :  $C_{GA}$ ,  $C_{AS}$ ,  $C_{GS}$ )

## 2.4 Conclusion

La représentation électrique que nous avons développée a été voulue claire afin de faciliter la prise en main par l'utilisateur et rendre plus aisée la compréhension de la corrélation entre formes d'ondes à l'amorçage et paramètres électriques du composant. Pour ce faire, nous nous sommes appuyés sur un circuit équivalent MOS+Diode. A partir de ce circuit équivalent, nous avons décomposé le comportement du composant entre sa caractéristique statique et ses capacités parasites.



**Figure 2-13 : représentation électrique du MBS proposée**

La caractéristique statique est décomposée en une zone linéaire et une zone saturée. Dans la première, le comportement du MBS est décrit par une source de courant contrôlée par la tension grille-source du composant. Cette source de courant prend en compte l'effet 'Early'. La zone saturée est représentée quant à elle par une source de courant décrivant la caractéristique d'un MOS en zone ohmique en série avec une diode permettant de représenter le coude présent sur la caractéristique  $I_A=f(V_{AS}, V_{GS})$  du composant.

Les capacités parasites de la structure du MBS ont été regroupées sous la forme de trois capacités équivalentes  $C_{AS}$ ,  $C_{GA}$  et  $C_{GS}$ . Les deux premières, fortement variables ont été prises en compte dans le modèle sous forme de capacités variables tandis que la dernière,  $C_{GS}$ , a été supposée constante de par ses faibles variations. Les capacités ont été mesurées au pont d'impédance en fonction de la tension à leurs bornes et avec une tension au troisième terminal du composant fixe. Ainsi, les capacités prises en compte sont :  $C_{GA}=f(V_{AG})@V_{GS}=4,6V$  ;  $C_{AS}=f(V_{AS})@V_{GS}=4,6V$  et  $C_{GS}@V_{GS}=4,6V \text{ \& } V_{AS}=30V$ .

La représentation électrique du MBS ayant été présentée, il convient de s'intéresser à sa validation afin de vérifier son adéquation avec le domaine de validité recherché. C'est l'objet de la prochaine partie.

### 3. Validation de la représentation électrique

#### 3.1 Introduction

Nous allons nous intéresser ici à la précision de la représentation électrique présentée précédemment et plus particulièrement à la détermination de son domaine de validité. Cette étape est fondamentale avant de pouvoir utiliser tout modèle. Elle permet de s'assurer de l'adéquation du modèle avec l'utilisation que l'on souhaite en faire. Dans notre cas, la tâche est facilitée par l'étape préliminaire de délimitation du domaine d'étude que nous avons menée (c.f. chapitre 1 §1).

Nous allons tout d'abord déterminer la précision obtenue au niveau de la représentation de la caractéristique statique du MBS. Puis nous définirons pour une commutation typique (300V, 3A) le circuit de test utilisé et la méthode de détermination de l'erreur du modèle. Cette méthodologie sera ensuite utilisée pour définir l'erreur de la représentation en fonction du courant coupé, de la tension de travail et de la vitesse de commutation du MBS. Ceci nous permettra de définir le domaine de validité du modèle en terme de tension, courant et vitesse de commutation.

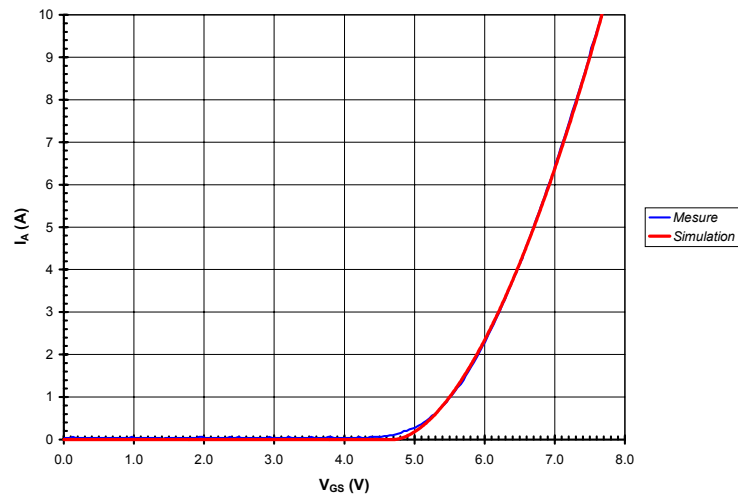
#### 3.2 Comparaison Simulation / Réalité

Afin de déterminer la précision de la représentation électrique du MBS, nous allons dans un premier temps déterminer l'erreur de représentation de la caractéristique statique du composant. Dans un second temps nous nous intéresserons à la raison d'être du modèle en déterminant sa précision dans la représentation des commutations à la fermeture du MBS. Les méthodes utilisées dans cette seconde partie pour déterminer l'erreur du modèle serviront de base à l'étude du domaine de validité présentée au paragraphe 3.3.

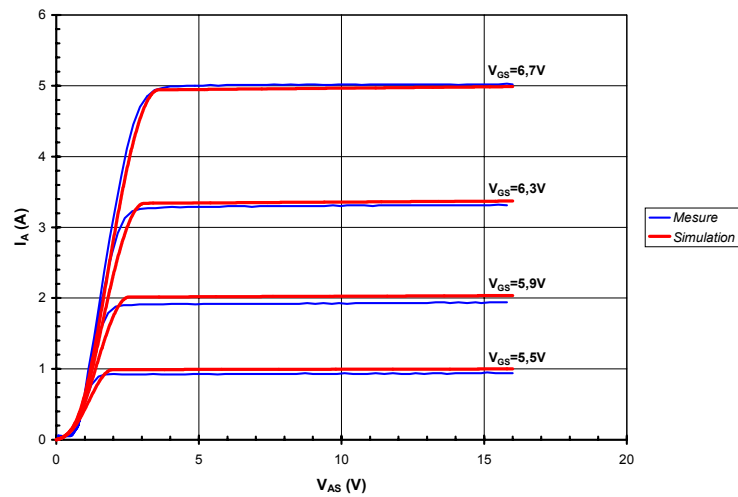
##### 3.2.1. Ecart simulation/réalité de la caractéristique statique

Le comportement statique du composant est décrit par la caractéristique de sortie du composant ( $I_A=f(V_{GS}, V_{AS})$ ) et par la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$ . Nous avons comparé les caractéristiques simulées et mesurées dans les deux cas (Figure 2-14).

Si nous comparons tout d'abord la caractéristique de transfert obtenue en simulation avec la mesure (Figure 2-14.a), nous pouvons observer une bonne concordance entre les deux caractéristiques pour les courants supérieurs à 0,5A. Par contre une erreur importante (50% à 200mA) est présente entre les deux courbes pour les courants plus faibles : le composant simulé commence à conduire pour une tension  $V_{GS}$  plus élevée que la tension de seuil du composant réel et présente également une transconductance plus élevée lors de la mise en conduction. Cette erreur est due à l'utilisation d'une formule imparfaitement adaptée au comportement du MBS. En effet, nous avons volontairement négligé l'apport de la partie bipolaire du MBS (c.f. chapitre 1 §3.2.1) sur le comportement global de la structure. Ceci aura une influence sur la représentation du début de la commutation. Nous verrons plus en détail son impact dans la partie consacrée à la représentation des commutations.



(a)



(b)

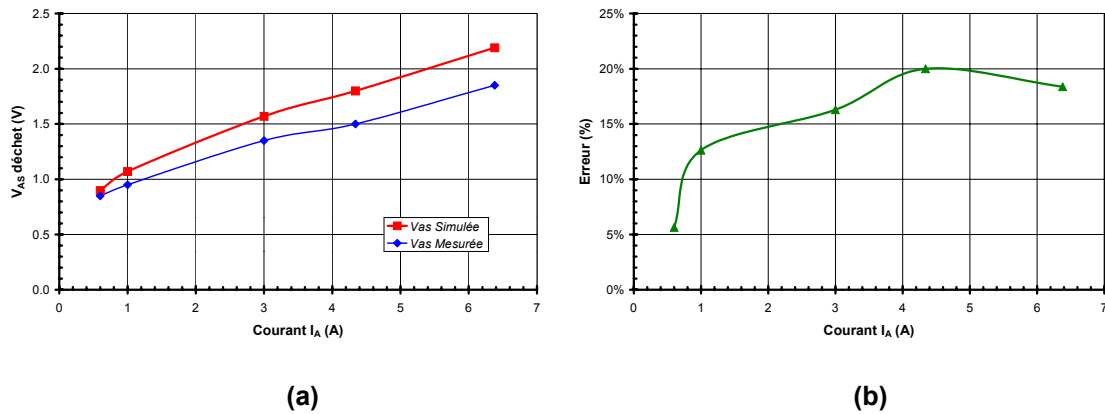
**Figure 2-14 : comparaison entre les caractéristiques statiques mesurée et simulée : courbes  $I_A=f(V_{GS})$  (a) ; courbes  $I_A=f(V_{AS}, V_{GS})$  (b)**

La comparaison des réseaux de caractéristiques de sortie met en évidence plusieurs imperfections : tout d'abord au niveau de la zone linéaire du MBS, il y a un léger écart entre les courants conduits pour une tension  $V_{GS}$  donnée. Cet écart est dû à deux facteurs. Le premier est relatif à l'approximation de la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$  du composant. Le second est expérimental : les tensions  $V_{GS}$  générées par le traceur de courbe présentent une erreur (1,5% environ). Ces faibles erreurs sont amplifiées par la transconductance du composant et rendues ainsi plus visibles sur les caractéristiques de sortie du composant.

La représentation de la zone saturée du composant semble *a priori* moins satisfaisante que la représentation de sa zone linéaire. Ainsi, bien que la forme générale soit respectée, les valeurs de courant et tension sont assez éloignées. Ceci est dû à l'hypothèse de départ prise pour notre représentation électrique : nous sommes partis d'un schéma équivalent MOS+Diode pour les

IGBT. Or ce schéma équivalent est une grossière approximation de la structure interne d'un IGBT ou d'un MBS, ce qui entraîne une erreur importante.

Afin de vérifier l'erreur de représentation de la tension de déchet du composant, nous avons comparé les chutes de tension aux bornes du composant mesurées et simulées et ce pour différents courants conduits (Figure 2-15). L'erreur de représentation de la tension de déchet du composant augmente avec l'augmentation du courant conduit dans le composant et peut atteindre jusqu'à 20% pour un courant de 4,4A.



**Figure 2-15 : tensions déchet mesurées et simulées pour différents courants  $I_A$  (a) et erreur de représentation associée (b)**

Cependant, lors de la commutation, le point de fonctionnement du circuit passe la majorité de son temps dans la zone linéaire et la zone saturée n'intervient qu'à la fin de la commutation dans la détermination de la tension de déchet du composant. L'importance relative de l'erreur de représentation de la zone saturée du composant est donc pondérée par la faible importance de la zone saturée sur la détermination du comportement à l'amorçage du composant. D'autre part, l'erreur maximale de 20% (0,4V) sur la tension de déchet ne représente que 0,15% de la tension maximale aux bornes de la charge (325V). Ceci la rend négligeable pour la détermination du courant maximal en fin de commutation.

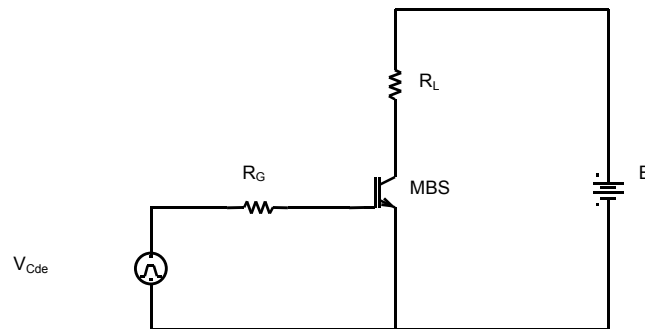
### 3.2.2. Ecart de représentation des commutations

Le but du modèle étant de reproduire de manière fiable les commutations du MBS, nous avons effectué des essais de commutation sur un démonstrateur reproduisant un hacheur dévolteur à charge purement résistive (Figure 2-16). Nous avons ensuite comparé les commutations obtenues à celles simulées sous PSpice® grâce à la représentation du MBS.

La tension d'alimentation choisie pour le hacheur (300V) représente la tension du secteur lors d'une mise en conduction à 6ms sur un réseau de 230V efficaces tandis que le courant commuté par le MBS (3A) correspond au courant typique commuté dans une application de type gradateur sur une charge de 500W. Afin d'éviter tout échauffement du composant ( $T_j \approx 25^\circ\text{C}$ ), les essais ont été réalisés en mode mono-impulsionnel (1ms de durée de conduction). L'utilisation d'une résistance de grille de 10k $\Omega$  et d'une tension de commande de 10V génère une commutation

d'une durée voisine de  $100\mu\text{s}$ , ce qui correspond à l'ordre de grandeur des commutations rencontrées dans les gradateurs compatibles avec les normes électromagnétiques sans filtre secteur [11].

Nous avons comparé dans un premier temps les commutations dans le domaine temporel (Figure 2-17). La détermination de l'erreur de représentation par ce moyen est subjective et qualitative mais permet de déterminer rapidement les causes d'erreurs sur les courbes.

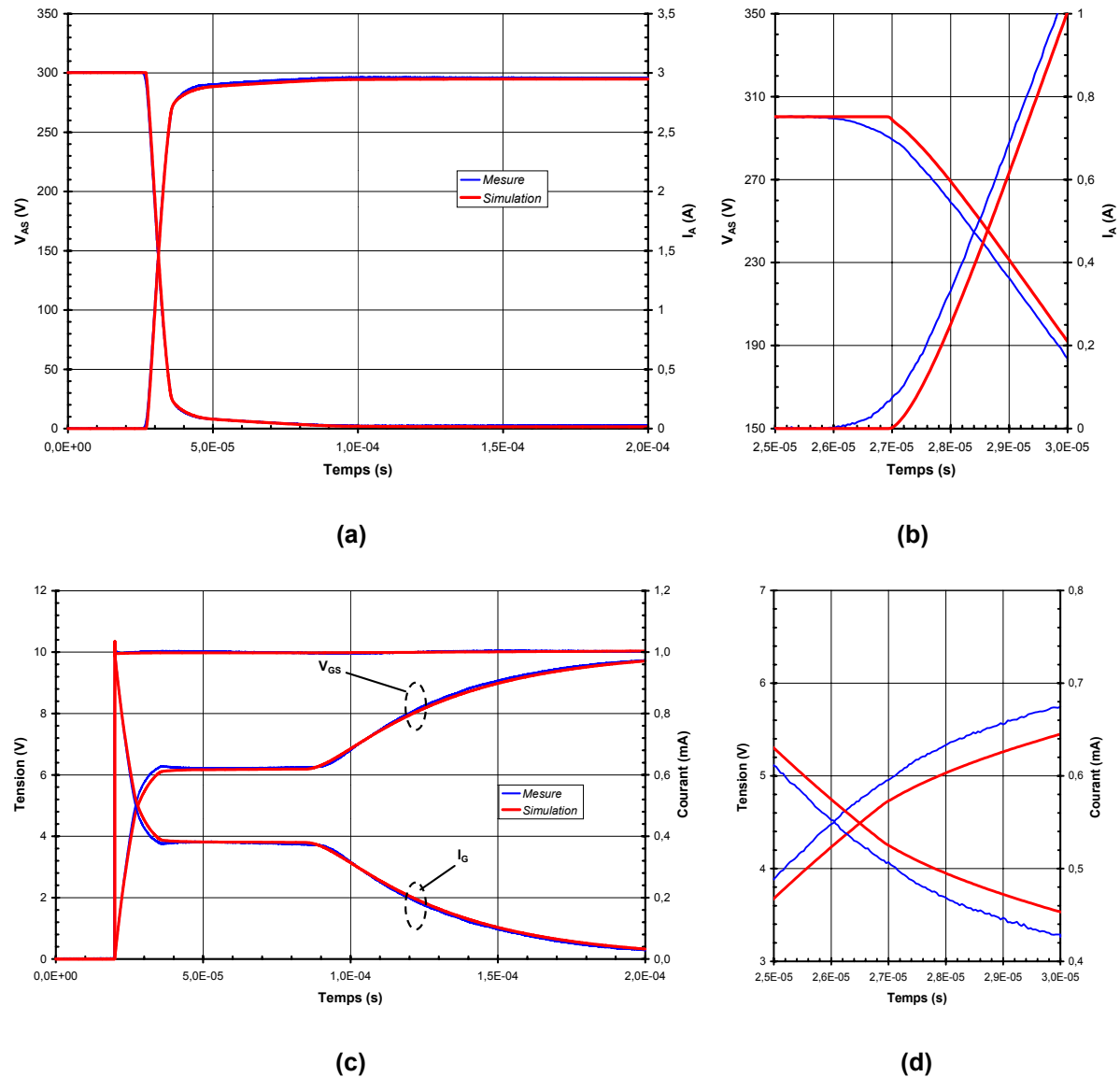


**Figure 2-16 : schéma du hacheur utilisé pour les essais de commutation**

Ainsi, les formes d'ondes obtenues en simulation sont très proches de celles mesurées. Cependant, en y regardant de plus près on peut noter plusieurs erreurs de représentation. Tout d'abord le début de la commutation obtenue en simulation est plus abrupt qu'en réalité. D'autre part, ce début de commutation intervient plus tard que dans la réalité. Ces deux décalages sont dus à la représentation de la zone linéaire du composant. Comme nous l'avons déjà remarqué au paragraphe 3.2.1, l'équation utilisée pour représenter le comportement du MBS dans sa zone linéaire donne une bonne concordance entre simulation et réalité dans la majorité des cas, mais présente l'inconvénient d'avoir une tension de seuil supérieure à celle du composant réel et une transconductance plus élevée pour les faibles courants. La tension de seuil plus élevée que la normale donne un léger retard au niveau du début de la mise en conduction tandis que la transconductance plus élevée donne une mise en conduction plus abrupte que dans la réalité.

Outre ces deux imperfections sur le début de la commutation, la représentation électrique choisie présente également un léger décalage par rapport à la réalité en fin de commutation. Ainsi, le coude de fin de commutation est légèrement plus abrupt que dans la réalité. Cette imperfection est due à la méthode de mesure choisie pour les capacités parasites du composant et plus particulièrement la capacité  $C_{GA}$ . En effet, cette capacité est mesurée pour une tension  $V_{GS}$  proche de  $V_{GSth}$ , or la tension  $V_{GS}$  varie, ce qui entraîne une variation de  $C_{GA}$  qui n'est pas prise en compte dans le modèle (cf. §2.3.3).

Afin d'obtenir une mesure quantitative de l'erreur du modèle nous avons calculé la puissance instantanée dissipée dans le composant (Figure 2-18)

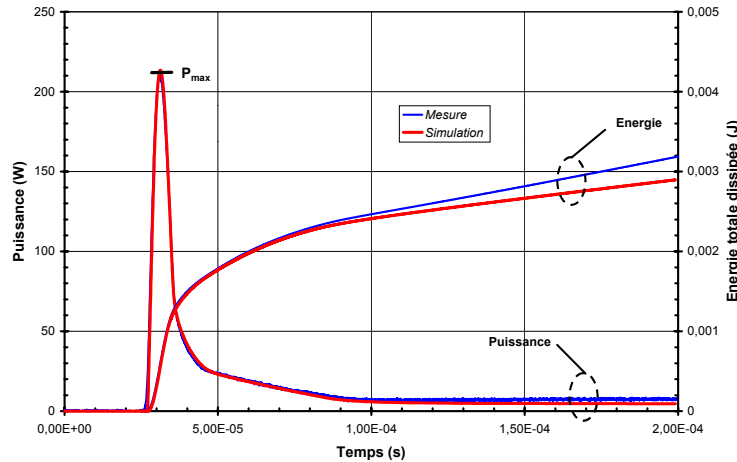


**Figure 2-17 : comparaison entre formes d'ondes simulées et mesurées ( $R_G=10k\Omega$ ,  $E=300V$ ,  $R_L=100\Omega$ ) ; (a) tensions et courants commutés, (b) zoom sur la commutation, (c) tensions de grille  $V_{GS}$  et (d) zoom sur la tension de grille**

Si l'on compare les courbes de puissance obtenues, on peut remarquer comme précédemment que la représentation électrique du MBS est assez fidèle à la réalité pendant le début de la commutation. La puissance instantanée maximale dissipée dans le composant est correctement représentée puisque l'écart n'est que de 1,5%.

On peut noter un écart de puissance instantanée assez important en fin de commutation. La puissance dissipée simulée paraît plus faible que la puissance instantanée mesurée. Il n'en est rien. Cet écart est en fait un artefact de mesure dû aux limitations de l'oscilloscope. Dans cette zone de fonctionnement le composant est saturé et présente donc une faible tension à ses bornes. Or, les oscilloscopes actuels utilisent des convertisseurs Analogique / Numérique rapides limités à 8 bits de résolution, soit 256 pas de mesure. Dans notre cas, lorsque l'on mesure à la fois les fortes tensions du début de la commutation et les faibles tensions de la conduction du MBS, cela

se traduit par un pas de quantification de 2V. Cette valeur étant du même ordre de grandeur que la tension de déchet du MBS ( $\sim 1,6V$ ) l'erreur de mesure devient importante et il est illusoire d'essayer de calculer la puissance dissipée dans le composant sur toute la durée de la commutation. Nous avons d'ailleurs déjà comparé au paragraphe 3.2.1 les chutes de tension à l'état passant mesurées et simulées du MBS pour différentes valeurs de courant  $I_A$  afin de donner un aperçu de la représentativité du modèle pour un composant en conduction.

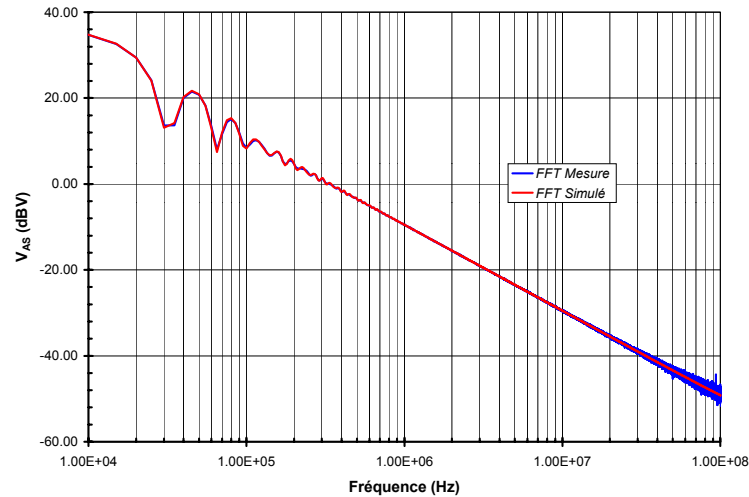


**Figure 2-18 : comparaison entre simulation et mesure : puissance dissipée dans le composant lors d'une commutation ( $R_G=10k\Omega$ ,  $E=300V$ ,  $R_L=100\Omega$ )**

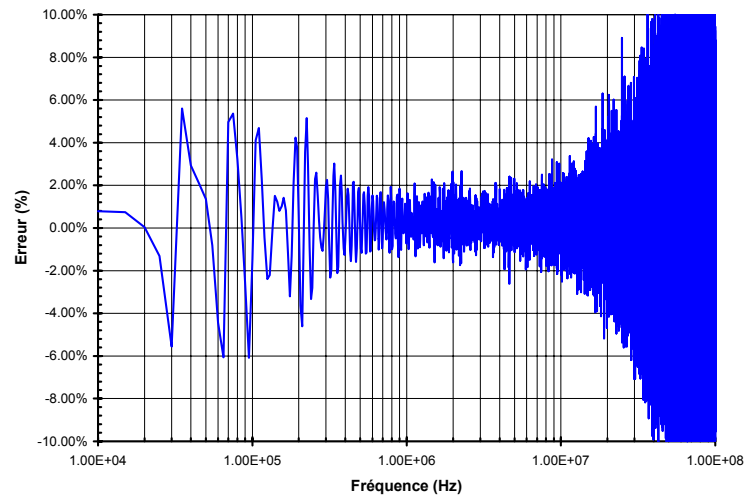
Après intégration de la puissance sur la durée de commutation (100% à 5% de la tension  $V_{AS}$ ) nous avons obtenu l'énergie dissipée dans le composant pour chaque commutation. Les résultats issus des mesures et des simulations peuvent être directement comparés. L'erreur sur la détermination de l'énergie dissipée dans le composant est proche de 2,5%. Cette erreur est acceptable dans le cadre de notre représentation.

L'application de la représentation étant la prédiction des perturbations électromagnétiques générées par les montages à base de MBS, nous nous sommes également intéressés à l'erreur du modèle dans le domaine fréquentiel. En effet, les perturbations électromagnétiques conduites sont liées au contenu fréquentiel des commutations. Une représentation précise de celles-ci doit donc permettre d'obtenir une bonne représentation de leur contenu fréquentiel et par-là même des perturbations électromagnétiques générées sur le secteur par le montage (aux erreurs de mesure près). Des travaux réalisés à l'ESIM ont ainsi montré qu'il était possible de tirer des conclusions sur la CEM des systèmes en utilisant le seul contenu fréquentiel des commutations [43].

Cependant, d'un point de vue strictement normatif, la mesure des perturbations conduites générées par le hacheur dévolteur est impossible puisque celui-ci fonctionne en mode mono-impulsionnel afin de travailler à température de jonction constante. Nous ne nous sommes donc intéressés ici qu'à la comparaison du contenu fréquentiel des commutations à travers la FFT de la tension  $V_{AS}$  du MBS, sans aucune considération d'ordre CEM. La FFT a été calculée en appliquant une fenêtre rectangulaire sur la forme de la tension  $V_{AS}$  obtenue précédemment (Figure 2-17).



(a)



(b)

**Figure 2-19 : comparaison entre le contenu fréquentiel de commutation mesurée et simulée et erreur calculée (FFT de  $V_{AS}$  ;  $R_G=10k\Omega$ ,  $E=300V$ ,  $R_L=100\Omega$ )**

Les comparaisons ont été effectuées sur la gamme de fréquences 150kHz-30MHz qui est la gamme de fréquences de mesure des perturbations électromagnétiques conduites dans le cadre des normes CEM s'appliquant aux variateurs de lumière (EN55015) [44].

Comme on peut l'observer, le modèle donne une bonne représentation fréquentielle de la tension  $V_{AS}$  sur la gamme 10kHz-10MHz (cf. Figure 2-19). Au-delà de cette fréquence, les bruits de mesure et de calcul deviennent assez importants et un calcul d'erreur n'est plus tout à fait représentatif de l'erreur effective du modèle. Le pic d'erreur maximale mesuré sur la gamme 150kHz-30MHz est de 5%. Afin de prendre en compte l'erreur sur la FFT de manière plus globale, nous avons calculé l'erreur moyenne sur cette même gamme de fréquence. Le résultat est proche de 1%. Les résultats obtenus en FFT sur le contenu harmonique des commutations est donc

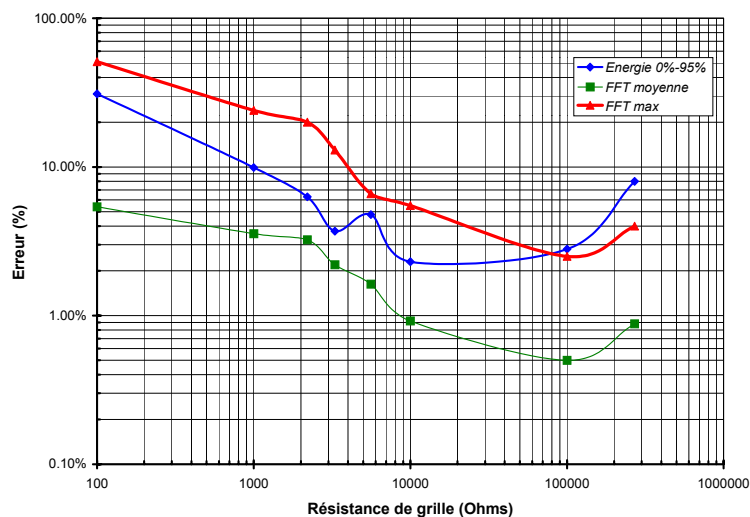
satisfaisant et permet d'espérer une bonne représentation des perturbations électromagnétiques générées par les montages utilisant des MBS.

### 3.3 Domaine de validité

L'étude de l'erreur du modèle a montré une assez bonne adéquation entre mesures et simulation. Cependant, cette étude n'a été réalisée que dans un cas particulier et il est nécessaire de l'étendre afin de vérifier l'étendue du domaine de validité du modèle. Nous avons donc été amenés à faire varier les conditions expérimentales : résistance de grille, courant commuté, tension maximale, inductance de la résistance de charge. Pour chaque cas, nous avons calculé l'erreur de la représentation au niveau de l'énergie dissipée et du contenu spectral de la commutation. Les résultats obtenus ont été regroupés par paramètres et synthétisés sous forme de graphes.

#### 3.3.1. Influence des variations de résistance de grille

Nous nous sommes intéressés dans un premier temps au comportement de la représentation électrique du MBS lors des variations de vitesse de commutation. Pour ce faire, nous avons fait varier les résistances de grille de 100Ω à 270kΩ afin d'obtenir des temps de commutation variant respectivement de 600ns à 1,1ms. Comme précédemment les essais ont été effectués sur le montage de hacheur dévolteur. L'alimentation continue a été maintenue constante à 300V tandis que le courant commuté était de 3A, la charge étant purement résistive.



**Figure 2-20 : mesures de l'erreur de la représentation électrique pour différentes résistances de grille (vitesse de commutation).**

Comme on peut l'observer sur la Figure 2-20, l'erreur générale de la représentation décroît avec l'augmentation du temps de commutation. L'erreur moyenne sur la détermination des harmoniques de commutation est assez faible, ce qui tend à montrer que les formes générales des commutations sont respectées. L'erreur maximale sur les harmoniques de commutation est plus

élevée et décroît fortement avec la diminution de la vitesse de commutation. L'erreur de détermination de l'énergie dissipée lors de la commutation suit la même tendance. Si la forme générale de la commutation est respectée même pour de faibles résistances de grille, des imperfections apparaissent progressivement, ce qui diminue la précision de la représentation en terme de contenu harmonique et de pertes en commutation.

Cette diminution de la précision s'explique par la structure même du modèle. En effet, dans la représentation électrique choisie, nous avons volontairement supposé que les capacités parasites du MBS ne variaient qu'en fonction de la tension à leurs bornes, négligeant par là-même le phénomène de modulation des capacités en fonction du potentiel au troisième terminal. Or, si cette modulation est négligeable à basse vitesse, il a été démontré que sa prise en compte était primordiale pour les hautes vitesses de commutation [41]. D'autre part, à cette importante source d'erreur s'ajoute l'erreur, plus faible, induite par les inductances de la maille de commande et de la maille de puissance, que nous avons négligées lors de nos simulations.

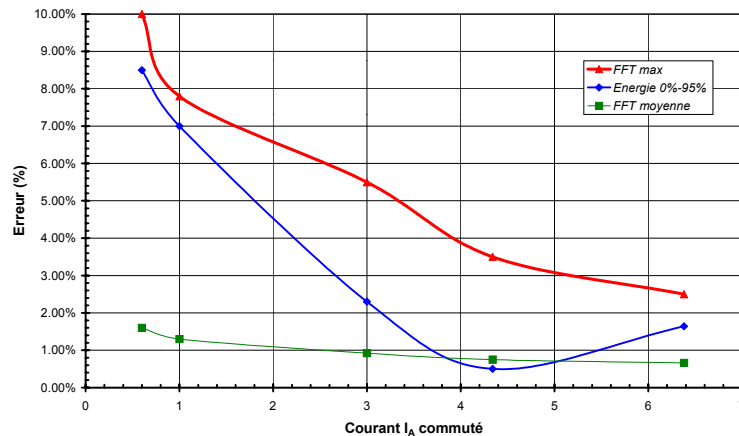
Cependant, la représentation électrique donne d'assez bons résultats sur la plage de variation qui nous intéresse directement. Ainsi, sur une plage de temps de commutation variant de  $20\mu\text{s}$  à  $600\mu\text{s}$  l'erreur maximale sur la détermination de l'énergie dissipée lors de la commutation est de l'ordre de 5% et l'erreur maximale sur les harmoniques de commutation est de 7% tandis que l'erreur moyenne sur ces mêmes harmoniques est de l'ordre de 2%.

Le modèle peut donc être considéré comme valide avec une erreur inférieure à 10% sur la plage de variation des vitesses de commutation généralement rencontrées dans les gradateurs 'CEM' (temps de commutation de  $20\mu\text{s}$  à  $600\mu\text{s}$ ).

### 3.3.2. Influence des variations de résistance de charge

L'influence des variations de résistance de grille ayant été vérifiée, nous nous sommes intéressés à l'impact des variations de résistance de charge, ou plus exactement des variations du courant conduit par le MBS. Pour ce faire, nous avons conservé le montage hacheur dévolteur précédemment utilisé. La tension d'alimentation a été maintenue à 300V, la tension de commande a été fixée à 10V et la résistance de grille à  $10\text{k}\Omega$ . Nous avons fait varier la résistance de charge de  $47\Omega$  à  $500\Omega$ , ce qui nous a permis de balayer la plage de courant allant de 600mA à 6A. Les résultats obtenus ont été synthétisés dans la Figure 2-21.

Les résultats obtenus montrent une faible erreur moyenne au niveau de la FFT, ce qui conforte l'impression visuelle donnée par les formes générales de commutation. Cependant, comme le montre le niveau de l'erreur maximale sur la FFT, des imperfections sont présentes dans les formes d'ondes. L'erreur fréquentielle de la représentation décroît lorsque le courant commuté augmente. L'erreur sur la détermination de l'énergie dissipée lors de la commutation décroît également jusqu'à un courant de 4A, puis augmente légèrement.



**Figure 2-21 : mesure de l'erreur de la représentation du MBS pour différents courants commutés.**

Cette augmentation de l'erreur de la représentation lorsque le courant commuté diminue est due à l'erreur à faible courant sur la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$  (cf. §3.2.1). Cette erreur, négligeable lorsque le composant travaille à fort courant, devient de plus en plus importante au fur et à mesure que le courant conduit diminue, ce qui entraîne une augmentation de l'erreur générale du modèle.

Cependant, malgré l'erreur de la représentation, celle-ci semble acceptable pour la plage de variation de courant envisagée. Ainsi, l'erreur maximale sur la FFT est maintenue inférieure à 10% tandis que l'erreur moyenne n'excède pas 1,6%. L'erreur sur l'énergie dissipée est quant à elle limitée à 8,5%.

### 3.3.3. Influence de la tension maximale

Un autre facteur pouvant modifier les performances du modèle de MBS est la tension anode-source aux bornes du composant avant l'amorçage. En effet, la tension aux bornes du composant lors de la commutation influe directement sur les valeurs des capacités parasites de celui-ci. Pour vérifier la représentation du MBS, nous avons fait varier la tension d'alimentation du hacheur de 30V à 300V. Les résistances de charge ont été modifiées en conséquence, de manière à maintenir un courant dans le composant d'environ 3A. La tension de commande a été maintenue à 10V et la résistance de grille à 10kΩ.

Les résultats obtenus montrent une légère diminution de l'erreur sur les harmoniques de la commutation lorsque la tension augmente. L'erreur sur l'énergie dissipée est quant à elle variable en fonction de la tension aux bornes du composant.

L'erreur de la représentation est acceptable sur la gamme de tension étudiée puisque l'erreur maximale sur les harmoniques de la FFT est de 6% tandis que l'erreur sur l'énergie dissipée est inférieure à 4% et l'erreur moyenne sur les harmoniques reste inférieure à 2%.

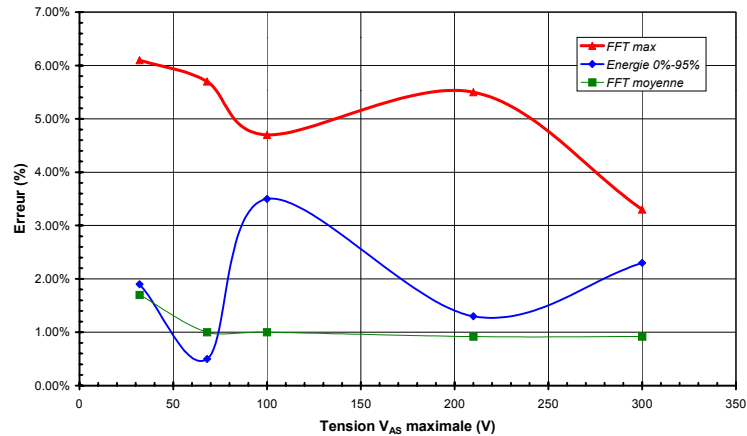


Figure 2-22 : mesure de l'erreur de la représentation électrique pour différentes tensions  $V_{AS}$

### 3.3.4. Impact de l'inductance de charge

Bien que le modèle du MBS ne soit pas utilisé pour décrire les phénomènes de fermeture sur charge inductive, nous nous sommes cependant intéressés à l'impact possible de la variation de l'inductance de charge sur la précision de la représentation du MBS.

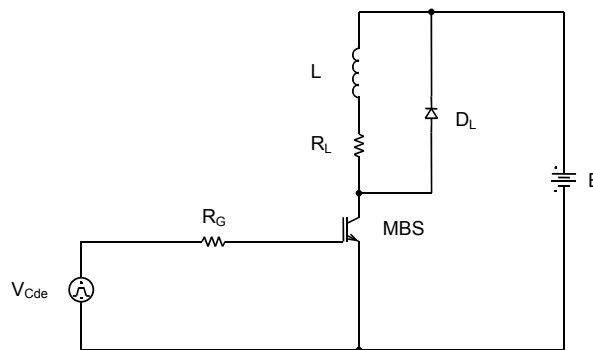
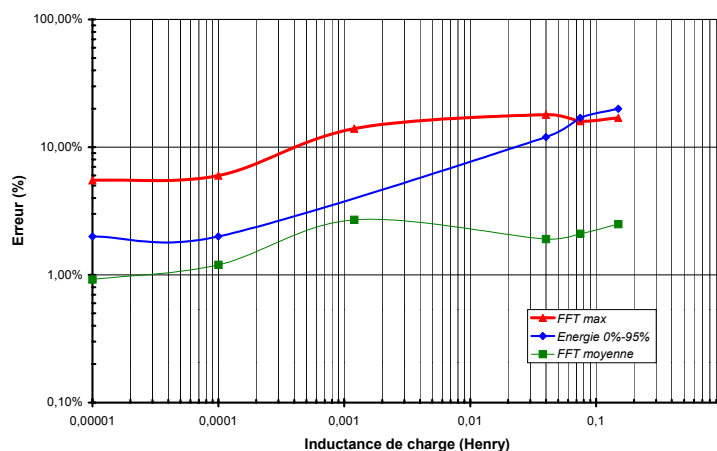


Figure 2-23 : schéma du hacheur utilisé pour les essais de commutation sur charge inductive

Pour ce faire nous avons repris le montage hacheur précédemment utilisé. Nous avons fait varier l'inductance de la charge de manière à couvrir un domaine allant de  $10\mu\text{H}$  à  $200\text{mH}$  (Figure 2-23). Le courant maximum dans le composant est de  $3\text{A}$  tandis que la tension maximale est de  $300\text{V}$ . La tension de commande est de  $10\text{V}$  et la résistance de grille a une valeur de  $10\text{k}\Omega$ . Le hacheur est utilisé en conduction discontinue afin d'éliminer l'impact de l'erreur du modèle de la diode de roue libre sur les erreurs mesurées.

Les résultats obtenus montrent une augmentation de l'erreur de la représentation en fonction de la valeur de l'inductance de charge. Ainsi l'erreur maximale sur les harmoniques de la commutation atteint  $18\%$  pour une inductance de  $50\text{mH}$  et se stabilise à cette valeur. L'erreur obtenue pour le calcul de l'énergie dissipée lors de la commutation suit la même croissance et

atteint un maximum d'environ 20%. L'erreur moyenne de représentation des harmoniques reste contenue et croît assez peu.



**Figure 2-24 : impact de l'inductance de la charge sur l'erreur de la représentation**

Sur la plage de variation de 10 $\mu$ H à 100mH, l'erreur maximale de la représentation reste inférieure à 20%, tandis que l'erreur maximale est de 10% si on limite la plage de variation à 10 $\mu$ H-200 $\mu$ H. Ce niveau d'erreur est nettement acceptable dans le cadre de la représentation de la fermeture du MBS puisque nous n'utiliserons dans l'application considérée que des charges résistives, l'inductance de charge est alors celle du réseau et du câblage qui est en général de 200 $\mu$ H au maximum [45].

### 3.4 Conclusion

L'exploration du domaine de validité de la représentation électrique du MBS a montré une bonne concordance au niveau des formes générales de commutation entre la simulation et la réalité. Les mesures de l'erreur du modèle, basées sur le calcul de l'énergie dissipée et sur les harmoniques de la commutation, ont confirmé cette impression. Ces mesures ont de plus permis de définir précisément le domaine de validité de la représentation électrique. Nous nous sommes fixés une erreur maximale acceptable d'environ 10% pour chacun des trois critères de mesure d'erreur considérés. Le domaine de validité obtenu a été résumé dans la Figure 2-25.

|                             | Minimum       | Optimum       | Maximum       |
|-----------------------------|---------------|---------------|---------------|
| <b>Durée de commutation</b> | 20 $\mu$ s    | 1,1ms         | 1,1ms         |
| <b>Résistance de grille</b> | 5,6k $\Omega$ | 270k $\Omega$ | 270k $\Omega$ |
| <b>Courant commuté</b>      | 600mA         | 6A            | 6A            |
| <b>Tension</b>              | 30V           | 100V          | 300V          |

**Figure 2-25 : domaine de validité de la représentation électrique du MBS pour une application de type variateur de lumière (Erreur maximale 10%)**

Les résultats obtenus montrent la forte influence de la vitesse de commutation sur l'erreur du modèle. La représentation est acceptable pour des vitesses de commutation allant de  $20\mu\text{s}$  à  $1\text{ms}$  (résistance de grille comprise entre  $5,6\text{k}\Omega$  et  $270\text{k}\Omega$ ). Ceci s'explique par la méthode de caractérisation des MBS que nous avons utilisée. En effet, la plupart des paramètres sont mesurés en statique. Les phénomènes dynamiques qui peuvent apparaître, notamment sur la transconductance, pour les commutations plus rapides, ne sont pas pris en compte.

Le courant maximal commuté par le MBS a moins d'influence sur l'erreur de la représentation. Cependant il permet de mettre en lumière les imperfections de représentation pour les faibles courants, dues à l'approximation de la zone linéaire du MBS. Le domaine étudié s'est étendu de  $600\text{mA}$  à  $6\text{A}$ . La tension sous laquelle est effectuée la commutation a peu d'impact sur la précision de la représentation. Ainsi le modèle a pu être validé sur la gamme  $30\text{V}$  à  $300\text{V}$ . La représentation peut être considérée comme valide pour représenter le comportement du MBS dans l'application variateur de lumière avec une charge maximale de  $500\text{W}$ .

L'impact de l'inductance de charge a également été analysé sur la plage  $10\mu\text{H}$ - $100\text{mH}$ . L'erreur augmente fortement avec l'inductance de la charge. Cependant l'inductance généralement rencontrée dans l'application variateur de lumière est assez faible ( $100\mu\text{H}$ ) et la représentation électrique du MBS peut être considérée comme valide dans cette application.

La représentation électrique du MBS ayant été validée, nous allons nous intéresser dans la prochaine partie à l'impact des différents paramètres électriques du MBS dans les formes de commutation.

## **4. Influence des paramètres électriques du MBS sur la forme d'onde**

### **4.1 Introduction**

Après avoir présenté le modèle du MBS et validé celui-ci pour le domaine d'utilisation défini au chapitre 1, nous allons l'utiliser afin d'analyser l'influence des différents paramètres électriques du MBS sur les formes d'onde lors des commutations.

Les paramètres électriques dont nous analyserons l'influence sont : les valeurs des capacités  $C_{GS}$ ,  $C_{GA}$  et  $C_{AS}$  ; la tension de seuil ( $V_{GSth}$ ) ; la transconductance ( $G_{FS}$ ) ; la forme générale de la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$  du composant et enfin les conséquences de la non prise en compte de l'effet Early.

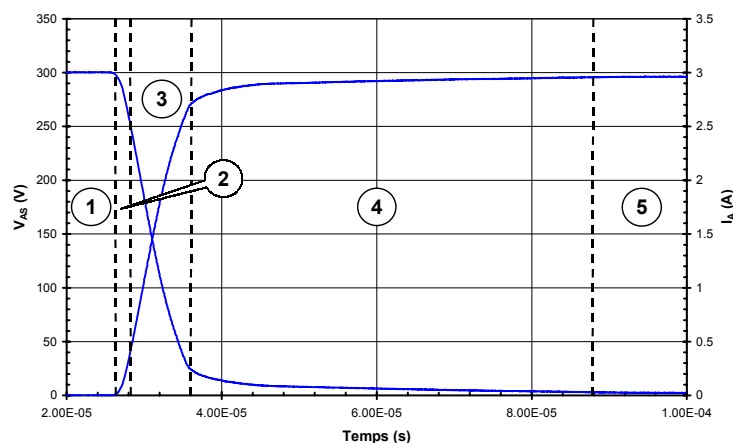
Le montage utilisé pour ces comparaisons est comme précédemment un hacheur dévolteur à charge résistive. La tension et le courant commutés sont respectivement de  $300\text{V}$  et  $3\text{A}$ , tandis que la résistance de grille a une valeur de  $10\text{k}\Omega$ .

Nous allons dans un premier temps décomposer la fermeture du MBS en différentes zones qui permettront ainsi de cerner les paramètres importants pour chacune d'elles. Nous détaillerons

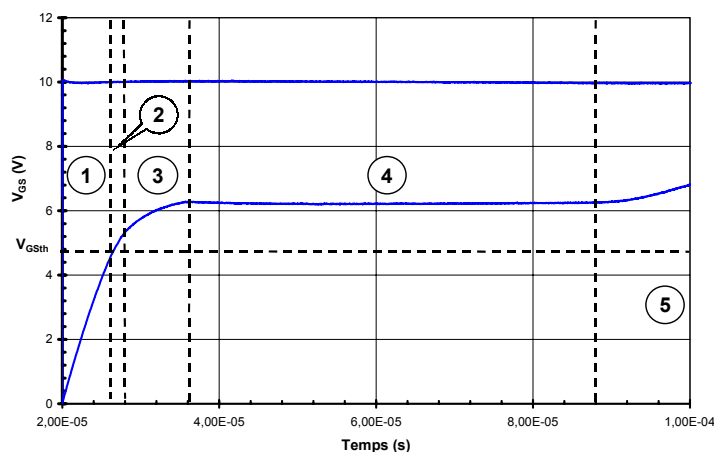
ensuite, pour chaque partie de la commutation, l'influence des paramètres électriques du composant. Pour ce faire, nous nous appuierons sur des comparaisons entre une commutation obtenue dans le cas typique et des simulations réalisées en modifiant tour à tour les paramètres de la représentation électrique utilisée.

## 4.2 Les différentes phases de l'amorçage du MBS

La fermeture sur charges résistives du MBS peut être décomposée en cinq parties couvrant l'ensemble de la commutation du composant, de l'état ouvert jusqu'à l'état saturé de la conduction. Les différentes zones sont représentées sur la Figure 2-26.



(a)



(b)

Figure 2-26 : décomposition de l'amorçage du MBS en cinq phases

La première zone représente le retard à l'amorçage du composant. Elle s'étend du front montant de la tension de commande jusqu'à l'instant où la tension  $V_{GS}$  atteint la tension de seuil du composant. Durant cette période le composant ne conduit pas et la tension  $V_{AS}$  à ses bornes reste constante (zone 1 Figure 2-26). La tension grille-source du composant continuant de croître, le

composant entre progressivement en conduction. La transconductance du composant augmente lentement à mesure que la tension  $V_{GS}$  augmente (coude dans la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$  du composant). Les formes d'onde du courant  $I_A$  et de la tension  $V_{AS}$  décrivent alors le coude de début de la commutation (zone 2 Figure 2-26). Le composant entre ensuite dans une phase où sa transconductance varie peu en fonction de la tension  $V_{GS}$  (zone quasi-linéaire de la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$ ). Durant cette phase, la croissance du courant dans le composant est linéaire (zone 3 Figure 2-26). Celle-ci s'achève lorsque la tension  $V_{AS}$  devient faible (quelques dizaines de volts). La capacité  $C_{GA}$  augmente alors brusquement, créant un appel de courant sur la commande. Le courant disponible pour charger la capacité grille-source diminuant, la vitesse de croissance de la tension  $V_{GS}$  se trouve alors réduite de manière importante. La tension  $V_{GS}$  présente une forme en plateau caractéristique que l'on appelle 'plateau Miller' (zone 4 Figure 2-26). Durant cette partie de la commutation, la vitesse de croissance du courant diminue fortement et le coude de fin de commutation apparaît alors sur les formes d'onde. La valeur de la tension  $V_{GS}$  durant ce plateau est directement liée au courant conduit par le composant à la fin de la commutation. En effet, à cet instant, la tension  $V_{GS}$  a pour valeur la tension nécessaire au composant pour conduire la totalité du courant de fin de commutation en mode linéaire (*i.e.*  $V_{GS} \approx V_{GSth} + I_A / G_{FS}$ ). Cette phase de la commutation s'achève lorsque la valeur de la capacité  $C_{GA}$  se stabilise. La tension grille-source sort alors du plateau et reprend une vitesse de croissance normale, tandis que le composant entre en saturation. La fin du 'plateau' de la tension  $V_{GS}$  constitue pour cela un bon moyen de déterminer l'instant d'entrée en saturation du composant. Les courants et tensions de puissance varient ensuite peu durant la saturation du composant (zone 5 Figure 2-26).

Ce découpage sera utilisé dans la suite de ce chapitre pour déterminer de manière plus détaillée l'influence des différents paramètres du composant sur les formes d'onde de la commutation.

### **4.3 Influence des paramètres de la caractéristique statique sur les formes d'onde**

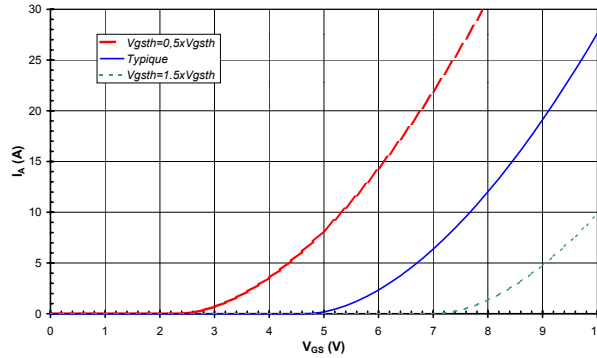
Comme il a déjà été présenté en §3.2.1 et ci-dessus en §4.2, durant sa fermeture le MBS travaille dans sa zone linéaire. Nous nous sommes donc limités à l'étude de l'influence des paramètres électriques liés à la zone linéaire sur les formes d'onde à la fermeture du composant. Nous avons donc étudié successivement l'effet de la tension de seuil ( $V_{GSth}$ ), de la transconductance ( $G_{FS}$ ), de la forme générale de la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$  et de l'effet Early sur les formes d'onde lors de la fermeture sur des charges résistives.

#### **4.3.1. Effet de la tension de seuil**

La tension de seuil du composant est un des paramètres les plus variables dans les composants MOS, IGBT et MBS. En effet, elle varie non seulement en fonction de la température de jonction du composant (elle diminue lorsque la température de jonction augmente) mais également d'un composant à l'autre. Elle peut ainsi varier du simple au double suivant le lot de

fabrication et la température d'utilisation du composant. D'autre part, il s'agit d'un paramètre électrique difficilement modifiable *a posteriori* dans l'application. Il est donc important de quantifier son influence sur les formes d'ondes de commutation.

Pour ce faire nous avons fait varier en simulation le  $V_{GStH}$  du composant de 50% à 150% de sa valeur typique et nous avons observé les modifications apportées aux formes d'ondes (Figure 2-27).



**Figure 2-27 : modifications en simulation de la tension de seuil du MBS de 50% à 150%  
(courbe  $I_A=f(V_{GS})$ )**

Comme nous pouvons l'observer sur les formes des commutations obtenues (Figure 2-28 et Figure 2-29), la tension de seuil a une influence notable sur la totalité de la commutation. Ainsi, une augmentation de celle-ci a pour premier effet d'augmenter le retard à l'amorçage du composant car la tension  $V_{GS}$  met plus de temps à atteindre le niveau de la tension de seuil du composant. Dans un second temps, l'utilisation d'une commande par résistance de grille induit un courant disponible pour charger la capacité d'entrée, au début de la zone 2, plus faible si la tension de seuil est plus élevée ( $I_G = \frac{(V_{Cde} - V_{GStH})}{R_G}$ ). Le coude de début de la commutation est adouci et le  $dI/dt$  de la croissance générale du courant dans le composant est réduit. Dans un dernier temps, le courant disponible pour charger la capacité  $C_{GA}$  est ainsi réduit si la tension de seuil est plus élevée, le coude de fin de commutation se trouve allongé et l'entrée en saturation du composant est plus lente que dans le cas typique.

Ainsi, l'augmentation ou la diminution de la tension de seuil de 50% a respectivement pour effet d'allonger le temps de commutation de 57% et de le raccourcir de 42%.

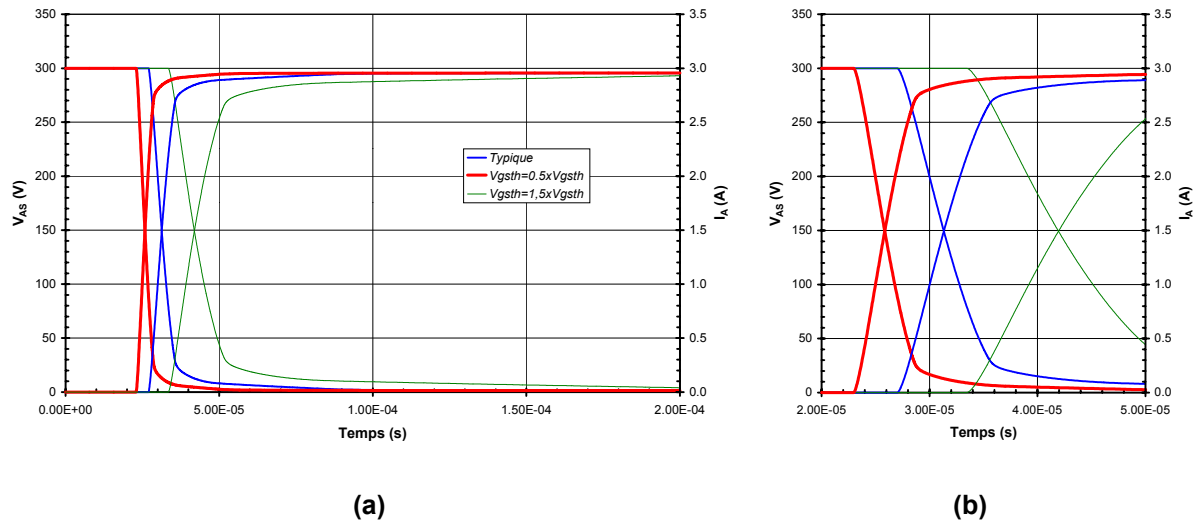


Figure 2-28 : formes de commutation obtenues pour différentes valeurs de tension de seuil

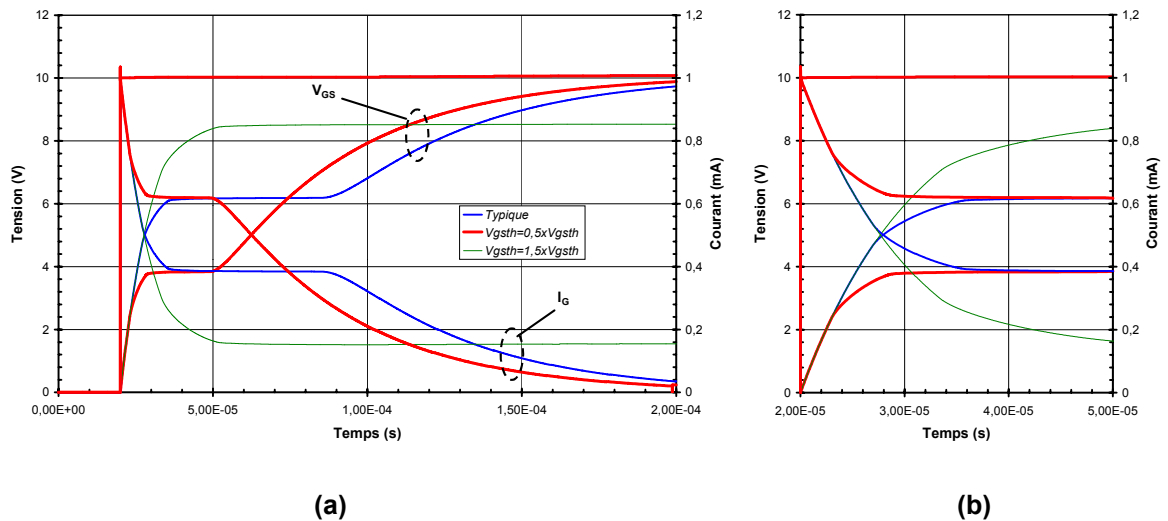
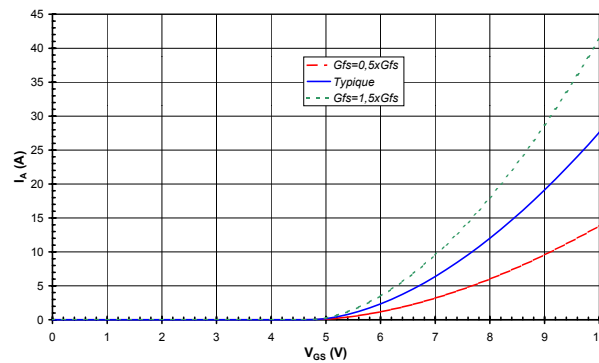


Figure 2-29 : variation des tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de tension de seuil

#### 4.3.2. Influence de la transconductance

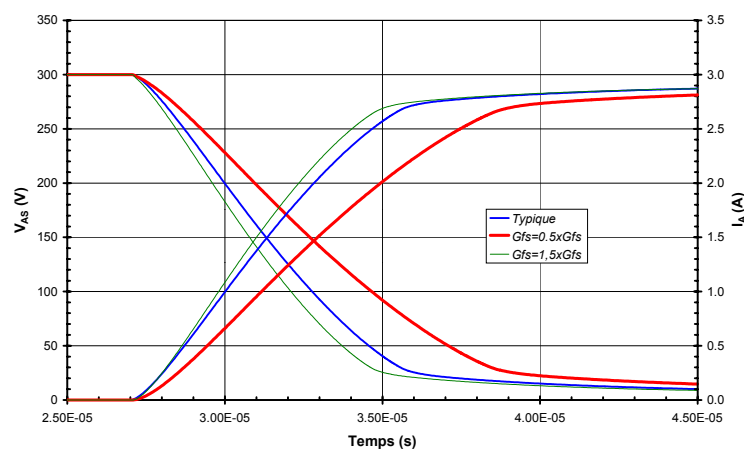
Comme la tension de seuil, la transconductance fait également partie des caractéristiques variables du composant. Elle diminue avec l'augmentation de la température de jonction. Sa valeur varie également fortement de lot à lot. De plus, sa valeur est difficilement contrôlable dans l'application et l'utilisateur doit s'accommoder de ces variations.



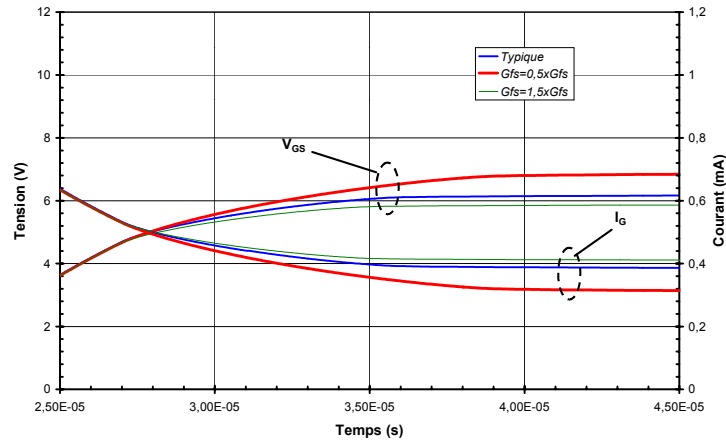
**Figure 2-30 : modifications en simulation de la transconductance du MBS de 50% à 150%  
(Courbe  $I_A=f(V_{GS})$ )**

Nous avons fait varier la transconductance du composant de 50% à 150% de sa valeur typique et nous avons observé par simulation l'impact de ces variations sur les formes d'ondes obtenues (Figure 2-31).

Comme nous pouvons l'observer (Figure 2-32), la transconductance n'a aucun impact sur le retard à l'amorçage du composant. Par contre, l'augmentation de la transconductance a pour effet d'accélérer l'entrée en conduction du composant (coude de début de commutation plus abrupt) et d'augmenter le  $di/dt$  durant la phase de croissance du courant. Elle n'a par contre aucun effet sur la forme du coude de fin de commutation. Nous verrons plus loin que ce coude est en effet majoritairement contrôlé par les capacités parasites du composant.



**Figure 2-31 : comparaison entre formes d'onde de commutation typique et formes d'onde obtenues pour différentes valeurs de la transconductance**

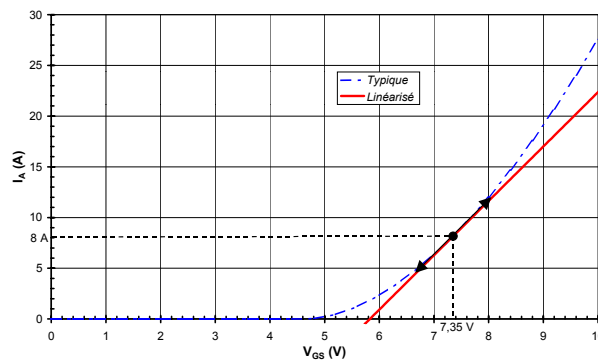


**Figure 2-32 : variation des tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la transconductance**

#### 4.3.3. Impact de la forme générale de la caractéristique $I_A=f(V_{GS})$

Afin d'analyser la corrélation entre la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$  et la forme du coude de début de commutation, nous avons été amenés à modifier la forme de la caractéristique de transfert du MBS. Pour ce faire nous avons linéarisé la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$  du composant autour de son courant nominal ( $I_A=8A$ ). Cette simplification est généralement rencontrée dans les modèles comportementaux de MOS ou d'IGBT.

La caractéristique de transfert obtenue présente trois différences avec la caractéristique mesurée du MBS : la tension de seuil simulée devient plus élevée ; une cassure importante apparaît au niveau de cette tension ; enfin la transconductance du composant est constante quel que soit le courant dans le composant (Figure 2-33).



**Figure 2-33 : linéarisation de la caractéristique de transfert du MBS ( $I_A=f(V_{GS})$ )**

Le principal impact de la linéarisation de la caractéristique de transfert du composant est visible au niveau de la forme du premier coude de la commutation (Figure 2-34). Celui-ci est nettement plus abrupt que dans le cas classique. Ceci est directement lié à la 'cassure' de la caractéristique  $I_A=f(V_{GS})$ . D'autre part, la tension de seuil après linéarisation de la caractéristique statique étant plus élevée que dans la réalité, les formes d'onde obtenues présentent un retard à

l'amorçage plus important que dans le cas typique. Enfin, la transconductance obtenue avec la caractéristique de transfert linéarisée étant plus élevée que celle du composant pour les courants inférieurs à 8A, la pente du courant durant sa croissance 'linéaire' est plus élevée que dans le cas typique.

La linéarisation de la caractéristique de transfert du composant n'a par contre aucun effet sur la forme du coude de fin de commutation et sur la rapidité de l'entrée en saturation du composant.

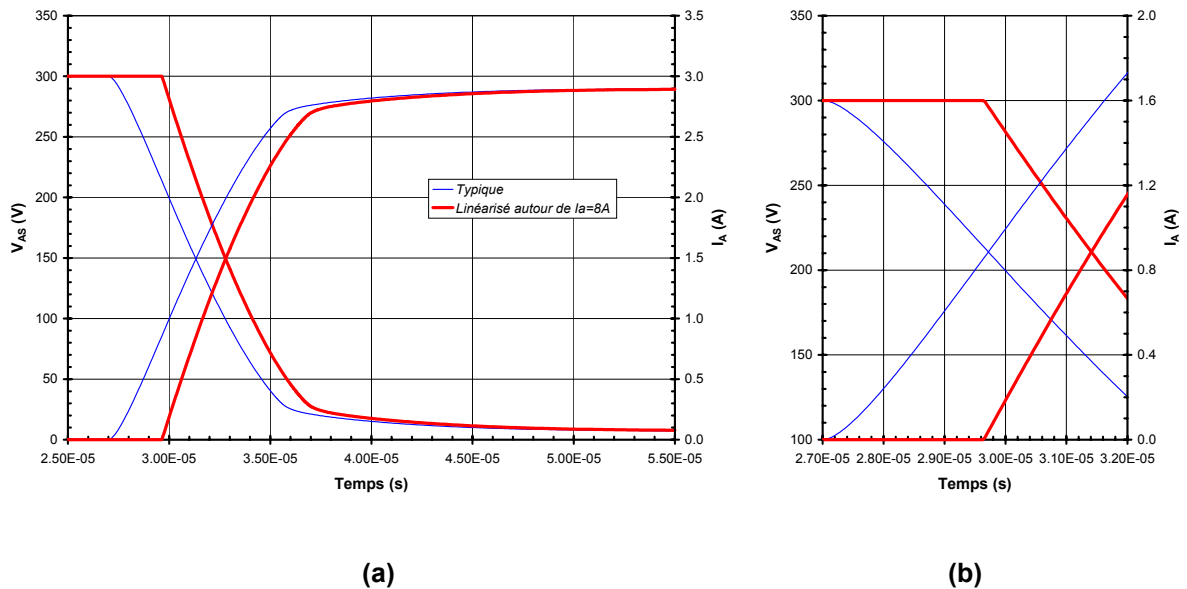


Figure 2-34 : comparaison entre formes d'onde de commutation typique et formes d'onde obtenues après linéarisation de la caractéristique  $I_A = f(V_{GS})$

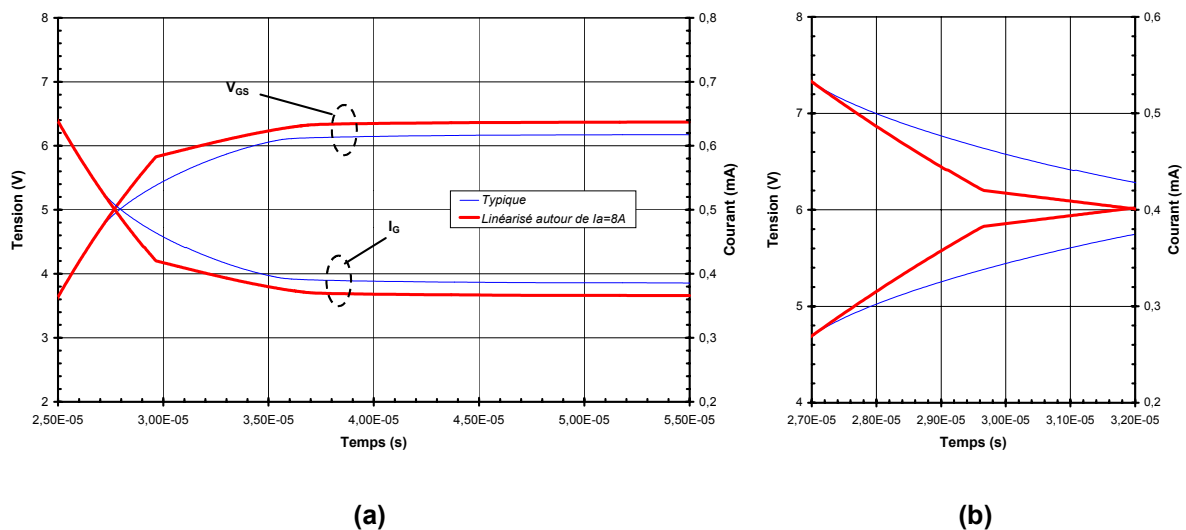


Figure 2-35 : comparaison entre tension de grille typique et tension de grille obtenue après linéarisation de la caractéristique  $I_A = f(V_{GS})$

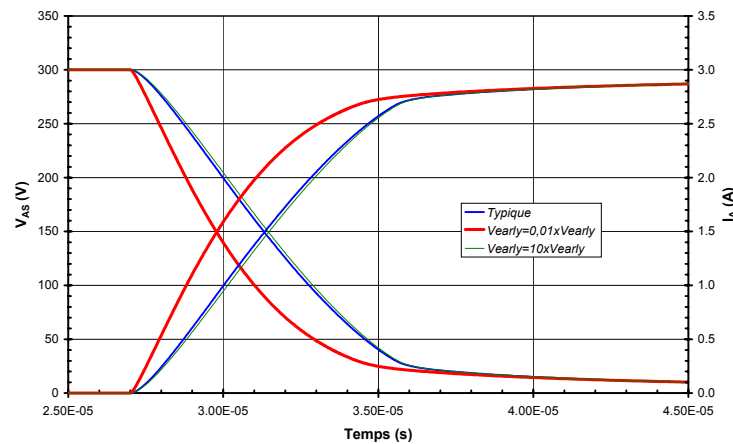
#### 4.3.4. Modifications apportées par l'effet 'Early'

Afin de clore l'étude de l'influence de la caractéristique statique sur les formes d'ondes, nous nous sommes intéressés à l'impact d'un paramètre moins prépondérant : la tension d'Early du composant. L'effet 'Early' représente la dépendance du courant d'anode du MBS vis à vis de la tension anode-source lorsque le composant est utilisé dans sa zone linéaire. La tension d'Early a donc un impact sur les formes d'ondes de commutation.

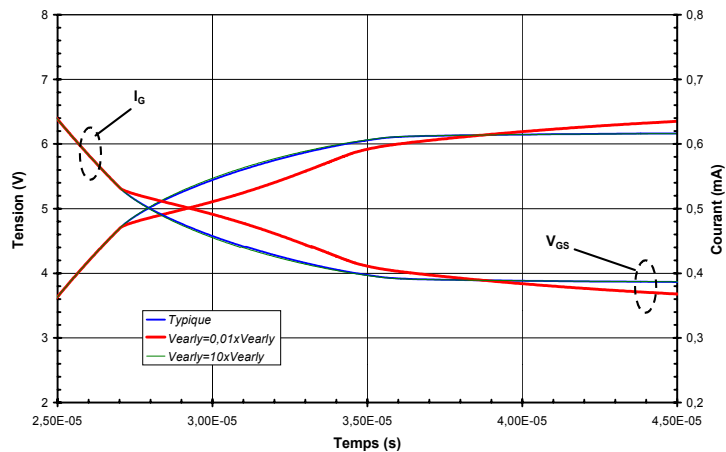
Nous avons fait varier la tension d'Early du composant de dix fois la valeur typique (l'effet Early est alors faible) à un centième de sa valeur (effet Early fort). Les commutations obtenues sont présentées en Figure 2-36.

Comme nous pouvons l'observer (Figure 2-36 et Figure 2-37), l'impact d'une augmentation de l'effet Early sur les formes d'ondes est assez faible. Cependant, lorsqu'on diminue la tension d'Early, le courant circulant dans le composant pour une tension  $V_{GS}$  donnée augmente, ce qui entraîne une augmentation des  $di/dt$  lors de la montée du courant. D'autre part, cette augmentation de  $di/dt$  s'accompagne d'un coude de mise en conduction plus abrupt. La forme de la croissance du courant dans le composant est également plus 'arrondie'. Ceci est dû à la diminution de la tension  $V_{AS}$  au fur et à mesure de la croissance du courant dans le composant. Le gain en courant produit par l'effet Early est alors de moins en moins important, ce qui diminue progressivement le  $di/dt$ .

Enfin, l'effet Early a une influence négligeable sur le coude de fin de commutation. Ceci est dû à la faible tension  $V_{AS}$  à laquelle se produit le coude de fin de commutation.



**Figure 2-36 : formes d'ondes de commutation obtenues pour différentes valeurs de la tension d'Early ( $V_{Early}$ )**



**Figure 2-37 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la tension d'Early ( $V_{Early}$ )**

#### **4.4 Influence des capacités parasites sur les formes d'onde**

Nous allons nous intéresser ici à l'impact des valeurs des capacités parasites sur les formes d'onde de commutation. L'étude portera successivement sur la capacité  $C_{GS}$ , la capacité  $C_{AS}$  et la capacité  $C_{GA}$ .

##### **4.4.1. Effet de la capacité $C_{GS}$**

Afin d'étudier l'impact de la capacité  $C_{GS}$  sur les formes d'onde nous l'avons fait varier entre 50% et 200% de sa valeur. Comme nous pouvons l'observer en Figure 2-38 et Figure 2-39, cette capacité influence fortement le début de la commutation du composant mais n'a aucun impact sur la fin de celle-ci.

L'augmentation de la capacité grille-source a pour premier effet d'augmenter le retard à l'amorçage. En effet, durant le début du phénomène de commutation le courant dans la résistance de grille  $R_G$  doit charger les capacités de grille du composant jusqu'à la tension de seuil afin que la commutation puisse débuter. Or durant cette phase la capacité  $C_{GS}$  est prépondérante sur la grille du MBS. Toute augmentation de sa valeur entraîne donc une augmentation de la constante de temps de la charge de la tension de grille du composant par conséquent une augmentation du retard à l'amorçage. L'augmentation de la constante de temps de la charge de  $V_{GS}$  a également pour effet, dans un second temps, d'adoucir la forme du coude de début de commutation. Au fur et à mesure que le composant entre en conduction, la capacité  $C_{GS}$  perd sa prééminence sur le comportement du composant au profit de la capacité  $C_{GA}$ . Ainsi, le  $di/dt$  lors de la croissance 'linéaire' du courant dans le composant est légèrement diminué par l'augmentation de la capacité  $C_{GS}$ , tandis que le coude de fin de commutation n'est pas du tout influencé.

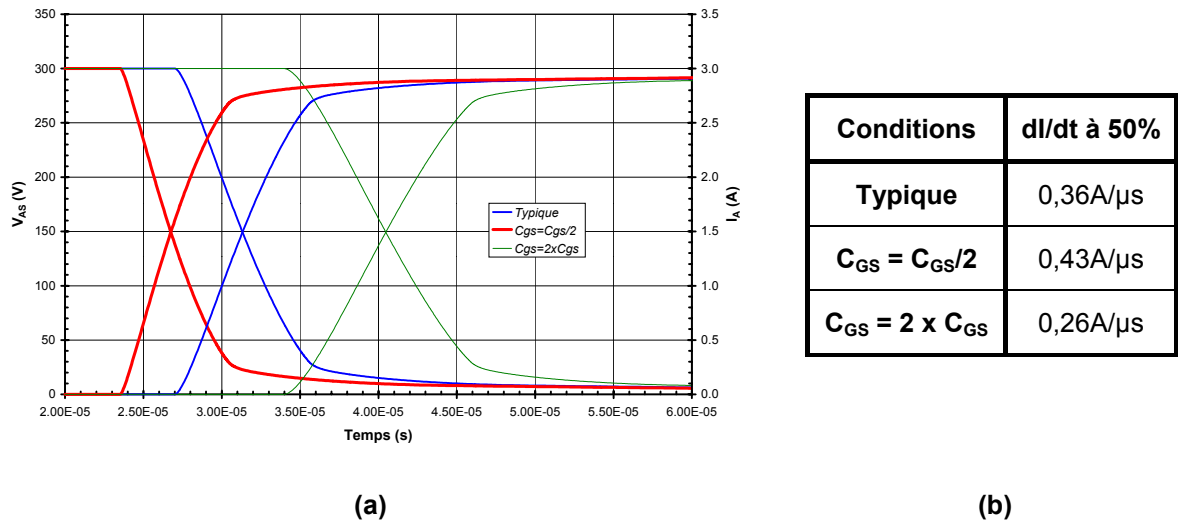


Figure 2-38 : formes d'onde de commutation obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Source ( $C_{GS}$ ) (a) et di/dt en milieu de commutation associé (b)

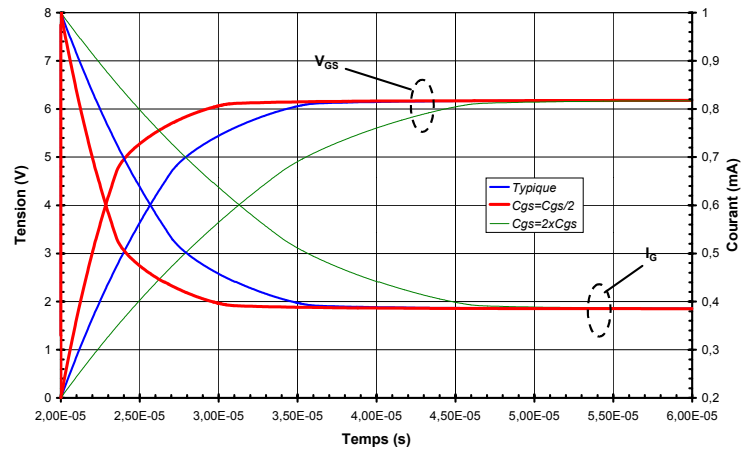


Figure 2-39 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Source ( $C_{GS}$ )

#### 4.4.2. Influence de la capacité $C_{AS}$

Comme nous l'avons fait pour la capacité  $C_{GS}$ , nous avons étudié l'influence de la capacité  $C_{AS}$  en multipliant par une constante la caractéristique  $C_{AS}=f(V_{GS})$  du modèle. Nous avons fait varier les valeurs de la capacité  $C_{AS}$  de trois décades autour des valeurs mesurées.

La capacité  $C_{AS}$  a peu d'influence sur les formes d'onde de commutation du composant. En effet, une diminution d'un facteur mille des valeurs de  $C_{AS}$  n'a aucun effet sur les formes d'onde obtenues (Figure 2-40).

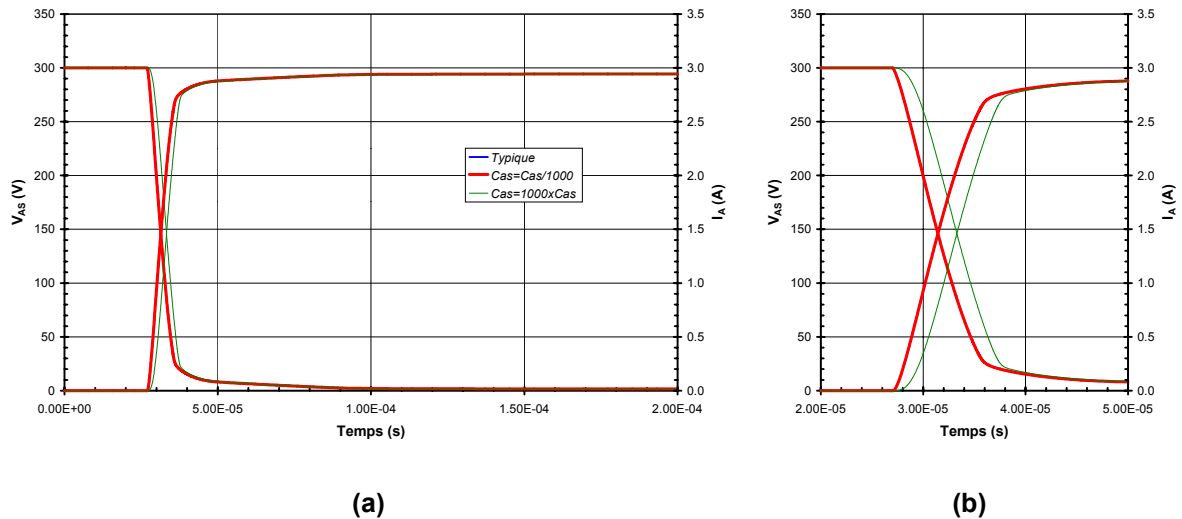


Figure 2-40 : formes d'onde de commutation obtenues pour différentes valeurs de la capacité Anode-Source ( $C_{AS}$ )

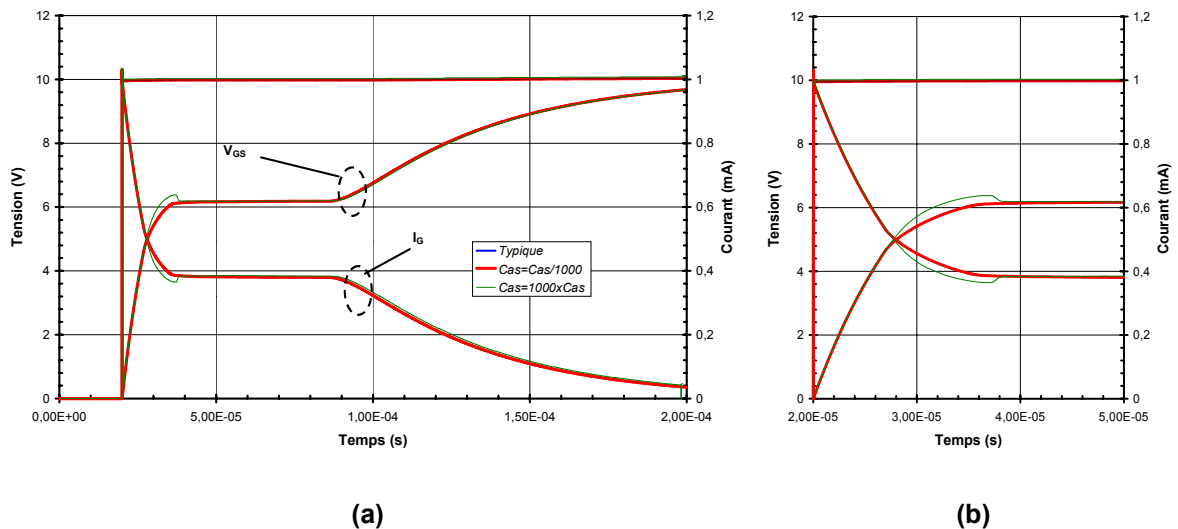


Figure 2-41 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la capacité Anode-Source ( $C_{AS}$ )

Ce n'est qu'en multipliant les valeurs de la capacité  $C_{AS}$  de trois décades que l'on obtient des modifications observables sur les formes d'onde ( $C_{AS}$  présente alors une valeur de quelques microfarads !). Les  $dI/dt$  dans la charge en début de commutation sont alors adoucis par l'important courant fourni par la capacité  $C_{AS}$  au MBS (1,5A). Celle-ci tend en effet à diminuer le  $dV/dt$  à ses bornes et agit alors comme une capacité 'snubber'. La réduction du  $dI/dt$  dans la charge induit en conséquence – la charge étant résistive - une diminution du  $dV/dt$  aux bornes de la capacité.

#### 4.4.3. Impact de la capacité $C_{GA}$

Si la capacité  $C_{GS}$  exerce un contrôle sur les formes d'onde lors du début de la fermeture du composant, la capacité  $C_{GA}$  conditionne quant à elle la fin de la commutation. Nous avons été

amenés à étudier l'impact de cette capacité de deux manières différentes. Dans un premier temps nous nous sommes intéressés à l'impact d'une augmentation (ou diminution) de la capacité  $C_{GA}$  tandis que dans un second temps nous avons fait varier la forme de la courbe  $C_{GA}=f(V_{AG})$  mesurée afin d'étudier l'impact de la forme de la variation de  $C_{GA}$  sur les commutations.

Nous avons fait varier les valeurs de la capacité  $C_{GA}$  de 50% à 200% des valeurs mesurées. Les résultats obtenus (Figure 2-42 et Figure 2-43) montrent clairement l'influence de  $C_{GA}$  sur la croissance du courant, sur le coude de fin de commutation et sur l'entrée en saturation du composant.

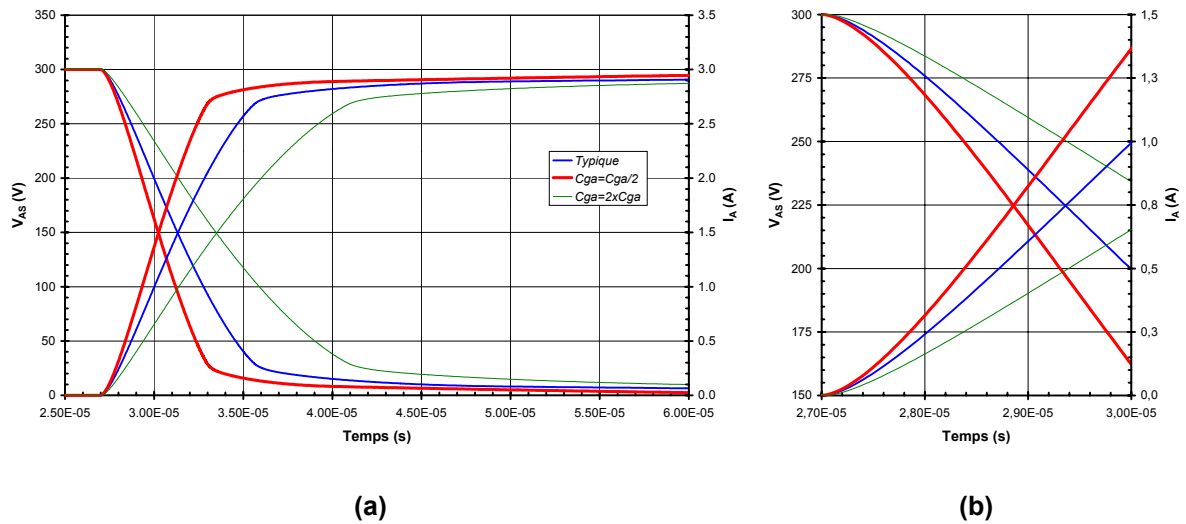


Figure 2-42 : formes d'onde de commutation obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Anode ( $C_{GA}$ )

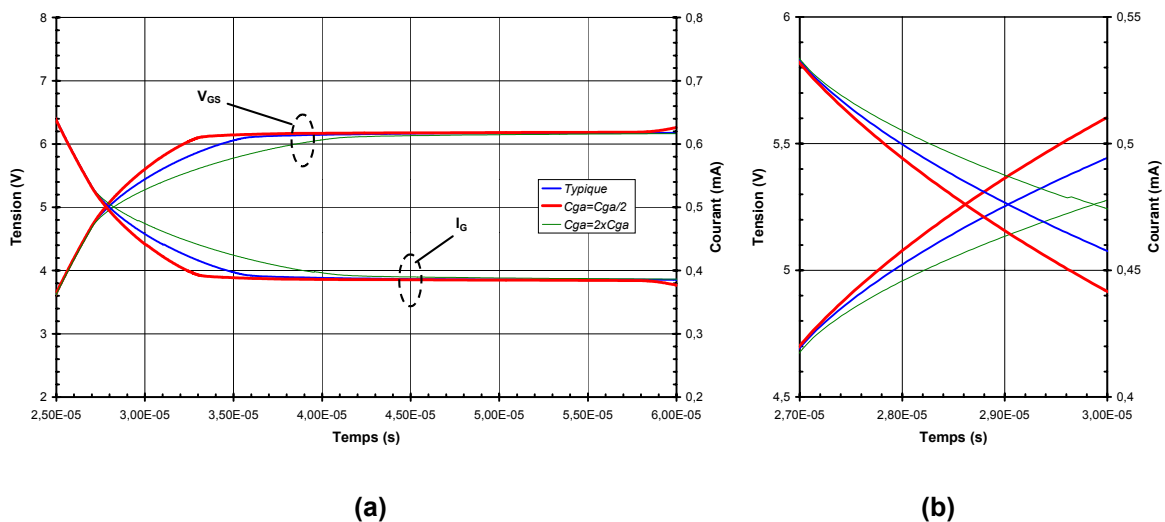
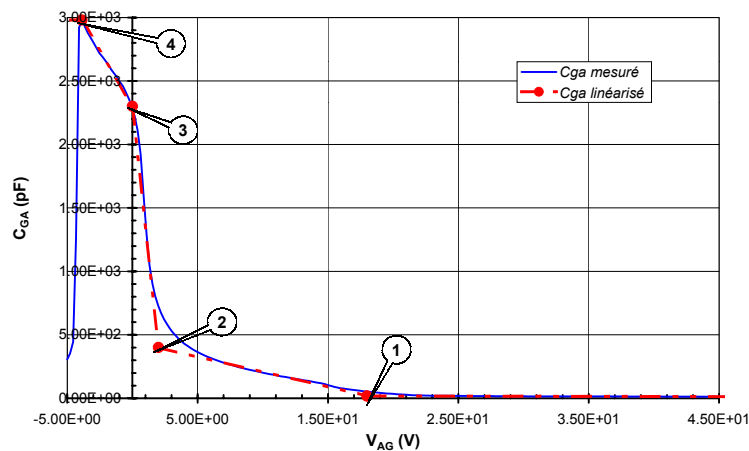


Figure 2-43 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Anode ( $C_{GA}$ )

Ainsi, la croissance initiale de  $V_{GS}$  est uniquement influencée par la capacité  $C_{GS}$  puisque celle-ci est prépondérante vis à vis de la capacité  $C_{GA}$  ( $V_{AG}$  élevé). Cet état de fait perdure jusqu'à

ce que le coude de début de commutation soit fini. Puis, la tension  $V_{AS}$  chutant, les valeurs de la capacité  $C_{GA}$  prennent plus de poids sur la forme de  $V_{GS}$  : le  $dV_{GS}/dt$  diminue lorsque l'on augmente les valeurs de  $C_{GA}$ , ce qui influe directement sur le  $dI/dt$  lors de la croissance du courant. L'augmentation des valeurs de  $C_{GA}$  a également pour effet de modifier la forme du coude de fin de commutation. En effet, la capacité  $C_{GA}$  demande alors plus de courant à la résistance de grille pour sa charge et le plateau de la tension  $V_{GS}$  se trouve rallongé, ce qui a pour conséquence d'allonger le coude de fin de commutation et de ralentir l'entrée en saturation du composant.

Nous nous sommes également intéressés à l'influence de la forme de la capacité  $C_{GA}$  sur les formes d'onde. Pour ce faire, nous avons linéarisé par parties la forme de la capacité  $C_{GA}$  (Figure 2-44).



**Figure 2-44 : comparaison entre la forme mesurée de la capacité  $C_{GA}$  et sa forme linéarisée**

Comme nous pouvons l'observer (Figure 2-45 et Figure 2-46) l'influence de la forme de  $C_{GA}$  se fait nettement sentir dès le milieu de la phase de croissance du courant et le coude de fin de commutation est le reflet de la forme de la croissance de  $C_{GA}$  à basse tension  $V_{AG}$ . Ainsi le coude de fin de commutation apparaît plus anguleux et présente les trois cassures caractéristiques de la courbe  $C_{GA}=f(V_{AG})$  linéarisée.

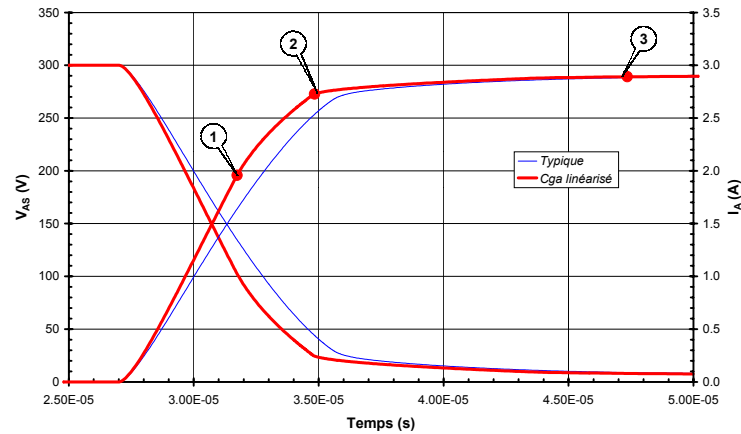


Figure 2-45 : comparaison entre formes d'onde typiques et formes d'onde obtenues après linéarisation de la capacité  $C_{GA}$

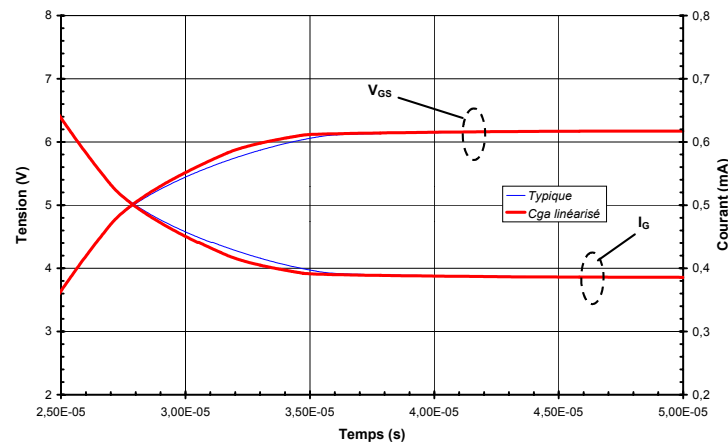


Figure 2-46 : comparaison entre tensions de grille typiques et tensions de grille obtenues après linéarisation de la capacité  $C_{GA}$

#### 4.5 Conclusion

Nous avons utilisé le modèle comportemental validé précédemment pour analyser l'influence des différents paramètres électriques du MBS sur les formes d'ondes à la fermeture. Après avoir décomposé la commutation en différentes parties, nous avons étudié l'influence de chaque paramètre sur les commutations. Les différents paramètres influençant chaque partie de la commutation ont été récapitulés ci-dessous.

En guise de résumé on peut noter que les paramètres liés à la caractéristique statique (tension de seuil, transconductance et tension d'Early) et la capacité  $C_{GS}$  commandent le début de la commutation tandis que la capacité  $C_{GA}$  impose la forme du coude de fin de commutation. La capacité  $C_{AS}$  est transparente vis à vis du comportement à la fermeture du composant compte tenu de sa faible valeur.

|                          | Retard à l'amorçage (Zone 1) | Coude de début de commutation (Zone 2) | Croissance du courant (Zone 3) | Coude de fin de commutation (Zone 4) | Entrée en saturation (Zone 5) |
|--------------------------|------------------------------|----------------------------------------|--------------------------------|--------------------------------------|-------------------------------|
| $V_{GStH}$               | +++                          | ++                                     | ++                             | ++                                   | +++                           |
| Transconductance         |                              | ++                                     | +++                            |                                      |                               |
| Forme de $I_A=f(V_{GS})$ |                              | +++                                    | ++                             |                                      |                               |
| Effet Early              |                              |                                        | +                              |                                      |                               |
| $C_{GS}$                 | ++                           | ++                                     | ++                             |                                      |                               |
| $C_{AS}$                 | Effets négligeables          |                                        |                                |                                      |                               |
| $C_{GA}$                 |                              |                                        | ++                             | +++                                  | +++                           |

Figure 2-47 : influence des paramètres électriques du MBS sur les différentes parties de la commutation

Les résultats obtenus permettent d'envisager la modification des formes de commutation du composant en modifiant le comportement électrique du composant par ajout de composants externes comme nous le verrons dans le chapitre 3.

## 5. Conclusion

L'analyse du comportement à l'amorçage du MBS a nécessité dans un premier temps le développement d'un modèle comportemental basé sur les paramètres électriques du composant. La connaissance des contraintes de l'application dans laquelle évolue celui ci nous a permis de délimiter précisément le domaine d'utilisation du modèle. Ceci a abouti, dans un second temps, à la définition, sous PSpice®, d'un modèle restreint permettant de représenter correctement la fermeture du MBS sur des charges résistives.

La validation de la représentation électrique a été obtenue en comparant simulations et mesures dans le cadre d'un montage hacheur dévolteur. Cette phase de validation a permis de vérifier l'étendue du domaine de validité du modèle. La précision de la représentation a pu également être mesurée. Ceci permet d'envisager l'utilisation du modèle dans un but de prédiction des perturbations générées par les montages utilisant des MBS.

Nous nous sommes ensuite servis de la représentation électrique pour analyser l'influence des paramètres électriques du MBS (tension de seuil, transconductance, capacités parasites) sur les formes d'onde d'une commutation. En modifiant un à un chaque paramètre, nous avons pu dégager les influences de chacun sur les commutations. Les résultats obtenus seront utilisés dans la suite comme point de départ de l'étude des circuits de commande de MBS permettant d'obtenir des commutations faiblement perturbatrices. La représentation électrique facilitera la recherche de nouvelles solutions de commande CEM des MBS.

---

**CHAPITRE 3 :**  
**Optimisation de l'amorçage**  
**des MBS sur charge**  
**résistive**

---

|                                                                                                                                      |            |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>1. Introduction.....</b>                                                                                                          | <b>103</b> |
| <b>2. Etude des méthodes classiques d'optimisation des formes d'onde d'amorçage des composants à grille isolée .....</b>             | <b>104</b> |
| 2.1. Introduction .....                                                                                                              | 104        |
| 2.2. Les méthodes employées pour le contrôle à la fermeture des composants à grille isolée.....                                      | 104        |
| 2.2.1. <i>La commande classique : commande par résistance de grille .....</i>                                                        | <i>105</i> |
| 2.2.2. <i>Commandes à pentes variables.....</i>                                                                                      | <i>105</i> |
| 2.2.3. <i>Commande en boucle fermée .....</i>                                                                                        | <i>107</i> |
| 2.2.4. <i>Commande par circuit R-C.....</i>                                                                                          | <i>107</i> |
| 2.3. Optimisation de la commande R-C.....                                                                                            | 108        |
| 2.3.1. <i>Détermination des couples <math>R_G</math>-<math>C_G</math> optimaux .....</i>                                             | <i>109</i> |
| 2.3.2. <i>Simulation d'un gradateur utilisant un circuit de grille de type R-C.....</i>                                              | <i>112</i> |
| 2.3.3. <i>Essais et validation.....</i>                                                                                              | <i>114</i> |
| 2.4. Vers une forme d'onde sinusoïdale : la capacité $C_{GA}$ optimisée .....                                                        | 116        |
| 2.4.1. <i>Détermination de la forme de la capacité <math>C_{GA}</math> optimale.....</i>                                             | <i>117</i> |
| 2.4.2. <i>Simulation d'un gradateur commandé par un ensemble <math>R_G</math>-<math>C_G</math>-<math>C_{GA}</math> optimisé.....</i> | <i>120</i> |
| 2.5. Influence des dispersions de paramètres sur les formes d'onde obtenues .....                                                    | 121        |
| 2.6. Conclusion .....                                                                                                                | 124        |
| <b>3. Recherche d'une stratégie de contrôle des formes d'onde à l'amorçage des MBS .....</b>                                         | <b>126</b> |
| 3.1. Introduction .....                                                                                                              | 126        |
| 3.2. Etude de la tension de grille optimale.....                                                                                     | 126        |
| 3.2.1. <i>Méthode de détermination de la tension de grille optimale.....</i>                                                         | <i>126</i> |
| 3.2.2. <i>Influence des conditions de commutation sur la tension de grille optimale .....</i>                                        | <i>128</i> |
| 3.2.3. <i>Impact des dispersions de paramètres .....</i>                                                                             | <i>130</i> |
| 3.3. Etude du courant de grille optimal .....                                                                                        | 132        |
| 3.3.1. <i>Méthode de détermination du courant de grille optimal .....</i>                                                            | <i>132</i> |
| 3.3.2. <i>Influence des conditions de commutation sur le courant de grille optimal.....</i>                                          | <i>134</i> |
| 3.3.3. <i>Impact des dispersions de paramètres .....</i>                                                                             | <i>136</i> |
| 3.4. Conclusion .....                                                                                                                | 139        |
| <b>4. Etude et réalisation d'une commande à courant constant des MBS.....</b>                                                        | <b>140</b> |
| 4.1. Introduction .....                                                                                                              | 140        |
| 4.2. Essais de la commande sous courant constant .....                                                                               | 140        |
| 4.2.1. <i>Performances du système simulé .....</i>                                                                                   | <i>140</i> |
| 4.2.2. <i>Validation expérimentale .....</i>                                                                                         | <i>142</i> |
| 4.3. Influence des variations de paramètres sur les formes d'onde .....                                                              | 144        |
| 4.3.1. <i>Simulation de l'effet des dispersions maximales.....</i>                                                                   | <i>145</i> |
| 4.3.2. <i>Essais et validation.....</i>                                                                                              | <i>145</i> |
| 4.4. Intérêts de la commande sous courant constant.....                                                                              | 147        |
| <b>5. Conclusion.....</b>                                                                                                            | <b>148</b> |

# CHAPITRE 3 : Optimisation de l'amorçage des MBS sur charge résistive

## 1. Introduction

L'utilisation de composants à grille isolée comme interrupteurs statiques bicommandables dans les variateurs de lumière permet d'éliminer le filtre secteur de ceux-ci. Le respect des normes de compatibilité électromagnétique est alors assuré par le contrôle des formes des commutations des interrupteurs. Ce contrôle est réalisé grâce à l'utilisation d'un circuit de commande adapté. Le respect des normes CEM est ainsi rempli de manière préventive et intégré à la conception du système. L'étude des méthodes de contrôle des formes de commutation devient ainsi un enjeu important de la conception du système.

La diminution des perturbations électromagnétiques peut être réalisée de manière simple en se contentant d'augmenter les temps de commutation des interrupteurs sans exercer aucun contrôle sur les formes d'onde elles-mêmes. Cependant, une telle solution augmente les pertes lors des commutations proportionnellement à l'augmentation des temps de commutation. Ceci se traduit, dans la plupart des cas, par des pertes trop élevées dans les composants. La modification des formes d'onde de manière à optimiser le rapport temps de commutation / perturbations générées est donc inévitable.

Comme nous l'avons vu au chapitre 1, des études ont été menées sur la relation entre les formes d'onde lors des commutations, les perturbations générées et les pertes lors de celles-ci. Les résultats montrent que la forme d'onde sinusoïdale permet, pour un niveau de courant et un temps de commutation identique de minimiser le bruit électromagnétique émis. En effet, les perturbations électromagnétiques sont amplifiées en cas de discontinuités sur les dérivées successives des formes de commutation. Les cassures de pente sur les formes d'onde sont donc pénalisantes du point de vue de la compatibilité électromagnétique du système.

Nous allons présenter ici l'étude que nous avons menée sur les circuits de commande des MBS utilisés dans les variateurs de lumière. Le but recherché est de limiter les discontinuités sur les formes de commutation et de faire tendre au maximum celles-ci vers la forme de commutation sinusoïdale afin d'obtenir les temps de commutation les plus courts tout en maintenant la compatibilité électromagnétique du système. Le variateur de lumière, cible de l'étude, a été décrit au chapitre 1. Le circuit de commande doit donc permettre d'optimiser les formes d'onde à l'amorçage des MBS sur des charges résistives d'une puissance maximale de 500W. D'autre part, les solutions de commande retenues doivent également satisfaire les contraintes liées à l'industrialisation du variateur de lumière. Ainsi, le circuit de commande doit être peu sensible aux dispersions de paramètres des composants commandés. De plus, celui-ci doit être si possible simple afin de réduire le coût du système et offrir une solution économiquement intéressante par

rapport à l'utilisation d'un filtre secteur. Enfin, l'architecture de commande des MBS doit être en grande partie intégrable afin de pouvoir proposer une solution de commande monolithique.

Nous présentons ici dans un premier temps les différents types de circuits utilisés pour la commande des composants à grille isolée. Puis nous décrivons l'étude que nous avons menée sur l'optimisation des commandes adaptées aux variateurs de lumière. Nous montrerons notamment les limites de celles-ci. Ces limites nous ont poussés à rechercher de nouvelles méthodes de commande que nous aborderons dans la dernière partie de ce chapitre.

## **2. Etude des méthodes classiques d'optimisation des formes d'onde d'amorçage des composants à grille isolée**

### **2.1 Introduction**

Nous allons étudier ici les différentes possibilités d'optimisation des formes d'onde offertes par les circuits généralement utilisés pour la commande des composants à grille isolée. Pour ce faire, nous allons dans un premier temps recenser les différentes solutions de commande utilisées dans les convertisseurs d'énergie utilisant des composants MOS ou IGBT. Nous verrons que bien peu de solutions sont transposables à la commande des variateurs de lumière. Nous présenterons ensuite une méthode permettant de dimensionner la solution de commande ' $R_G$ - $C_G$ '. Cette méthode de commande est actuellement utilisée afin d'obtenir des formes de commutation dont le rapport perturbations électromagnétiques générées / pertes par commutation est optimisé. Puis nous tenterons d'améliorer ce circuit de commande en ajoutant une capacité variable entre grille et anode. Enfin nous analyserons la sensibilité des circuits de commande précédents face aux variations des paramètres des composants à grille isolée.

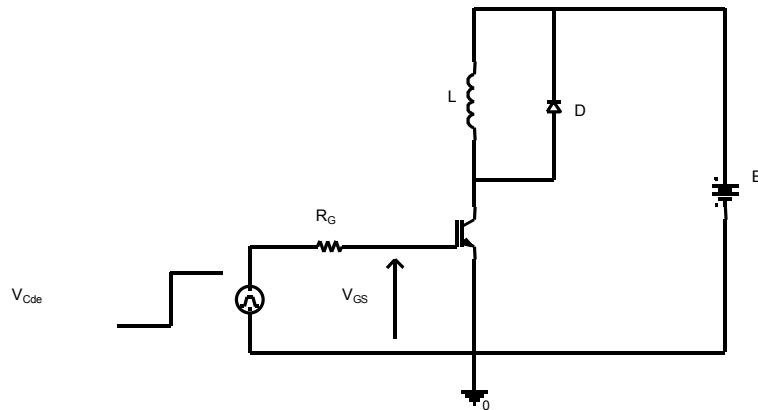
### **2.2 Les méthodes employées pour le contrôle à la fermeture des composants à grille isolée**

Les composants à grille isolée sont couramment utilisés de nos jours dans les convertisseurs continu / alternatif ou continu / continu où ils remplacent avantageusement les GTO et les transistors bipolaires. Leur utilisation croissante a permis une augmentation de la fréquence de travail des convertisseurs. Ces vitesses de commutation élevées génèrent à leur tour le besoin de commandes améliorées permettant de réduire les pertes de commutation, de contrôler les phénomènes de recouvrement dans les diodes de roue libre et de diminuer les perturbations électromagnétiques. Nous nous sommes intéressés aux commandes généralement utilisées dans les convertisseurs à MOS ou IGBT afin d'analyser les éventuelles possibilités d'adaptation de telles méthodes dans le cadre des variateurs de lumière.

### 2.2.1. La commande classique : commande par résistance de grille

La commande classique des MOS / IGBT est basée sur une source de tension commandée et une simple résistance de grille permettant de fixer la vitesse de croissance de la tension  $V_{GS}$  (Figure 3-1) [46, 47].

La tension  $V_{GS}$  impose le courant circulant dans le composant lors des phases de commutation, on contrôle ainsi la vitesse de croissance du courant en fixant la résistance de grille. Sur charge inductive, ce  $di/dt$  est souvent souhaité de valeur limitée afin de réduire le courant de recouvrement dans la diode de roue libre. La vitesse de décroissance de la tension Anode-Source est quant à elle fixée par la durée du plateau de la tension  $V_{GS}$ . Cette durée est directement proportionnelle au courant disponible pour charger la grille du composant. Or on souhaite généralement diminuer de manière importante la durée de décroissance de la tension Anode-Source du composant afin de diminuer les pertes de commutation. Cette contrainte plaide en faveur de résistances de grille très faibles afin de charger rapidement la grille du composant. On comprend alors aisément les difficultés auxquelles sont confrontés les concepteurs de convertisseurs afin de combiner de faibles pertes en commutation dans les transistors et la réduction du courant de recouvrement. La solution retenue est alors bien souvent l'ajout d'un circuit d'aide à la commutation avec les contraintes et le coût inhérents à cette solution.



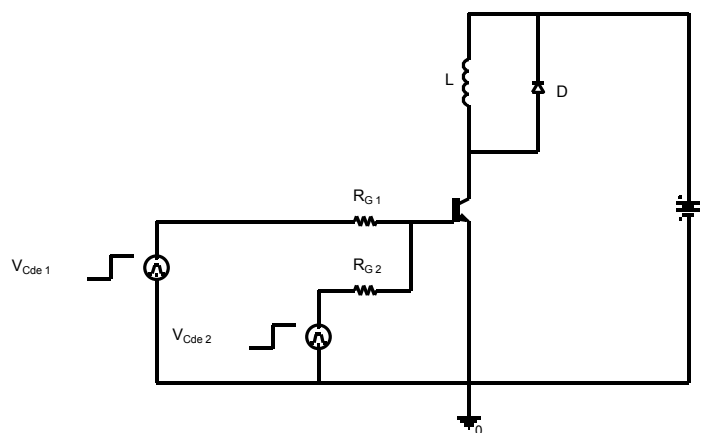
**Figure 3-1 : contrôle de la grille par résistance pour un IGBT utilisé dans un hacheur dévolteur**

### 2.2.2. Commandes à pentes variables

Afin d'éliminer les inconvénients de la commande par simple résistance de grille, Galluzzo et al. ont proposé une commande à la fermeture de la grille des IGBT en deux temps [48]. Pour ce faire, le montage proposé utilise deux résistances de grille différentes afin de contrôler le  $di/dt$  en début de commutation et le  $dV/dt$  de la fin de commutation (Figure 3-2).

En effet, comme nous l'avons vu précédemment, lors du début de la commutation et jusqu'au plateau 'Miller' la tension de grille de l'IGBT contrôle la croissance du courant dans le composant et la tension Anode-Source varie peu. Puis, lorsque la totalité du courant de la charge

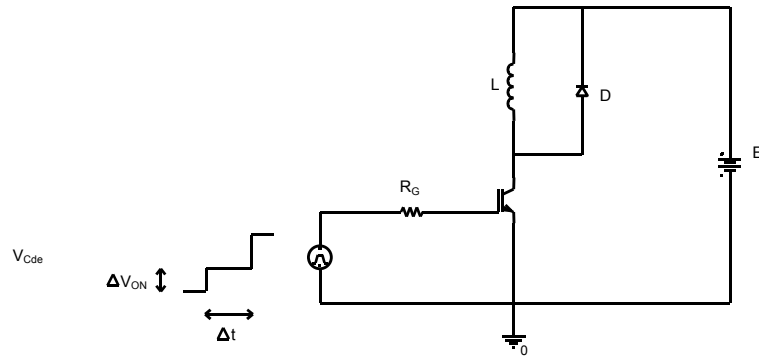
circule dans l'IGBT, la tension à ses bornes commence à décroître. C'est le début du plateau 'Miller' et la grille de l'IGBT contrôle alors le  $dV/dt$  aux bornes du composant. La démarche de Galluzo et al. a été d'utiliser une première résistance de grille ( $R_{G1}$ ) de valeur modérée pour contrôler le  $dI/dt$  dans le composant ( $dI/dt$  limité, bruit électromagnétique réduit et recouvrement moins important de la diode de roue libre) ; puis d'augmenter le  $dV/dt$  aux bornes du composant en commandant le composant par une seconde résistance de grille plus faible ( $R_{G2}$ ) dès le début du plateau 'Miller' ( $dV/dt$  important, diminution des pertes par rapport à une commande classique ayant le même  $dI/dt$ ). Si elle permet de réduire de manière efficace les pertes lors des commutations, cette méthode présente cependant l'inconvénient de nécessiter une détection précise du plateau de tension  $V_{GS}$  et un choix judicieux de la temporisation commandant la deuxième résistance de grille.



**Figure 3-2 : commande par double résistance de grille d'un IGBT utilisé dans un hacheur dévolteur**

Une première amélioration de cette méthode a été l'utilisation d'un générateur d'impulsions de courant en lieu et place de la résistance de grille  $R_{G2}$ . Ce générateur permet de fournir une impulsion de courant de grille calibrée au début du plateau 'Miller' et de contrôler ainsi la pente de la tension aux bornes du composant [49]. Une autre amélioration importante apportée à cette méthode a été l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase afin d'adapter les instants de commande de la source de courant aux conditions de courant et de tension de l'IGBT [50]. Enfin, V. John et al ont proposé une commande d'IGBT en trois étapes [51]. Une troisième étape permet de diminuer le retard à l'amorçage que l'on peut constater sur les méthodes précédentes. Pour ce faire, la grille du composant est rapidement chargée au travers d'une résistance de faible valeur jusqu'à la tension de seuil du composant. Cet instant est détecté grâce à la mesure de la variation de courant dans le composant.

La dissociation courant/tension intervenant lors des commutations d'IGBT sur charge inductive est également utilisée dans le cadre de la commande CATS (Commande Autour de la Tension de Seuil) proposée par N. Idir et al [52]. Ici, ce sont les paliers de la tension de commande qui varient durant les commutations (Figure 3-3).



**Figure 3-3 : principe de la commande CATS utilisée dans un hacheur dévolteur.**

Le contrôle de  $\Delta V_{ON}$  permet de modifier finement la pente de croissance du courant dans le composant, tandis que  $\Delta t$  est choisi de manière à permettre une diminution importante du plateau 'Miller' ce qui permet le contrôle du  $dV/dt$  lors de la commutation.

### 2.2.3. Commande en boucle fermée

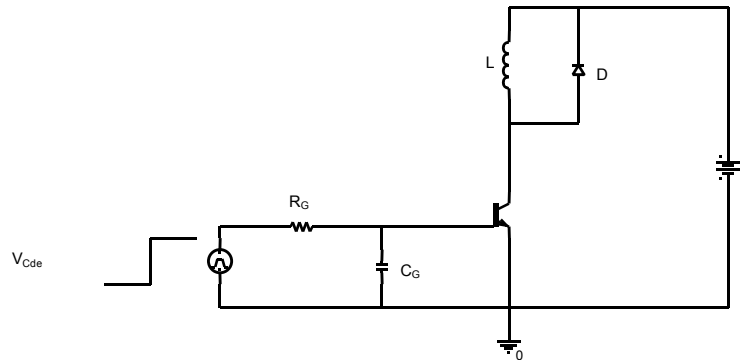
Les méthodes décrites précédemment sont intéressantes au niveau du contrôle des commutations dans les convertisseurs à IGBT. Malheureusement, de par leur principe basé sur la dissociation courant/tension intervenant lors de la commande de charges inductives dans une topologie hacheur, elles sont inapplicables dans le cadre d'un gradateur à MBS commandant des charges résistives.

Une méthode de commande plus générale a été proposée par F. Costa et F. Reby [53, 54]. Elle se base sur l'asservissement du courant dans le composant à une consigne grâce à une boucle de contre réaction. Cette méthode permet d'obtenir une croissance sinusoïdale du courant dans le composant, diminuant ainsi les perturbations électromagnétiques. L'utilisation d'un asservissement permet à cette méthode de s'affranchir de l'influence de la caractéristique de la charge et d'être ainsi utilisable aussi bien sur un convertisseur DC/DC à charge inductive que sur un gradateur à charge résistive. Cependant, le principal inconvénient vient de la lourdeur de sa mise en œuvre. En effet, le système nécessite une boucle de contre-réaction complexe de par la nature fortement non-linéaire du comportement des composants à grille isolée. De plus les différentes formes d'onde de courant doivent être stockées dans une mémoire, ce qui nécessite l'utilisation d'un convertisseur numérique/analogique. Tout ceci rend le prix du système prohibitif dans le cadre d'une application grand public telle qu'un variateur de lumière.

### 2.2.4. Commande par circuit R-C

Une méthode de commande moins évoluée semble plus appropriée au contrôle des commutations dans les IGBT. Elle consiste à contrôler le début de la commutation de manière à approcher la forme sinusoïdale. Pour ce faire une capacité est placée entre la grille et la source de l'IGBT, augmentant ainsi artificiellement la capacité  $C_{GS}$  du composant (Figure 3-4). Celle-ci

contrôle directement la forme du coude de début de la commutation ainsi que la croissance du courant dans le composant (cf. chapitre 2).



**Figure 3-4 : la commande  $R_G$ - $C_G$  des IGBT**

Cette méthode de commande a été utilisée par H-G Lee et al pour le contrôle des gradients de courant dans les convertisseurs à IGBT [55]. La capacité était ainsi connectée entre Grille et Source durant la phase de croissance du courant contrôlant ainsi la forme de celui-ci. La capacité  $C_G$  a pour effet d'augmenter la constante de temps de la charge de grille et d'adoucir par là même le courant en début de commutation. D'autre part, le courant disponible pour charger la grille lors du plateau 'Miller' reste équivalent à celui de la commande  $R_G$  seule. En effet, durant le plateau 'Miller' la tension de grille variant peu, le courant absorbé par la capacité  $C_G$  est faible et elle ne modifie que très peu le comportement du circuit. En conséquence, l'optimisation du  $dV/dt$  peut être dissociée de celle du  $dI/dt$  dans le composant. L'utilisation d'une commande R-C a également pour avantage d'être peu onéreuse. Par contre, elle ne permet pas d'optimiser aussi bien les fins de commutation qu'une commande contre-réactionnée.

Cette méthode est également couramment utilisée pour optimiser les formes d'onde de commutation des gradateurs utilisant des composants à grille isolée [56]. Elle est bien adaptée à l'utilisation dans l'application variateur de lumière sur charge résistive : elle permet d'optimiser les débuts de commutation, n'est pas liée aux caractéristique inductives de la charge et reste simple à mettre en oeuvre. Nous allons donc nous intéresser à l'optimisation de ce type de commande dans le cadre du variateur de lumière à MBS.

### **2.3 Optimisation de la commande R-C**

La commande du MBS au travers d'un réseau R-C a pour but d'optimiser le début de la commutation et de donner à celle-ci une forme proche d'une forme sinusoïdale. Cette commande est assez couramment utilisée dans les variateurs de lumière à composants MOS ou IGBT. Le choix du couple  $R_G$ - $C_G$  est bien souvent mené de manière empirique. Nous allons nous intéresser au calcul des couples  $R_G$ - $C_G$  permettant d'approcher la forme sinusoïdale lors du début de la commutation. Pour ce faire, nous nous appuierons sur l'étude du MBS que nous avons décrite au chapitre 2 afin de calculer le plus précisément possible les valeurs des composants nécessaires. Puis nous simulerons la solution retenue à l'aide du modèle afin de confirmer les résultats de nos

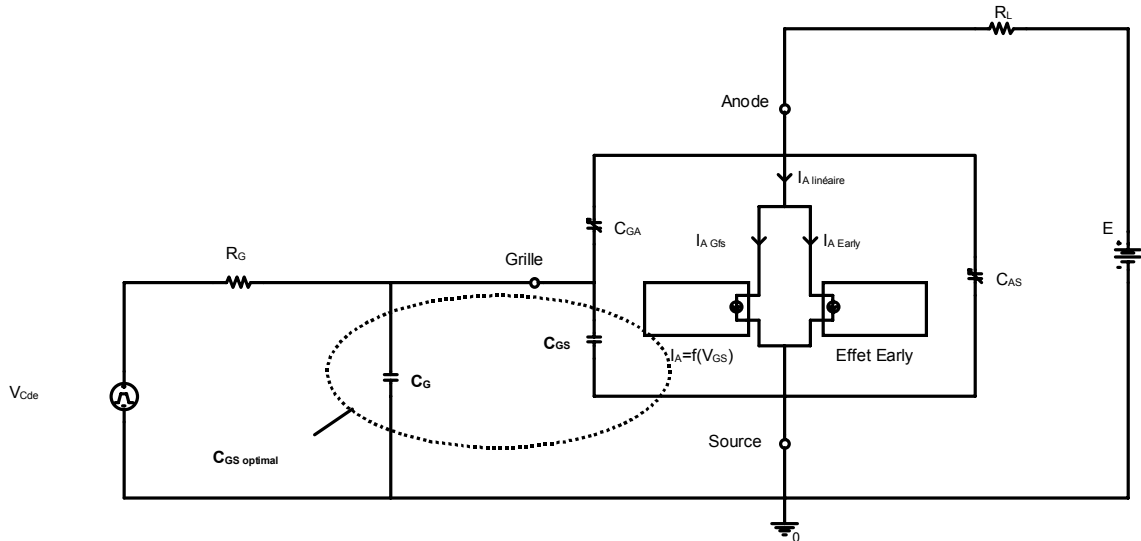
calculs. Enfin, nous validerons le processus d'optimisation par des mesures de pertes et de perturbations générées dans un gradateur.

### 2.3.1. Détermination des couples $R_G$ - $C_G$ optimaux

Afin de pouvoir déterminer les couples 'résistance et-capacité de grille' optimaux, nous avons dans un premier temps simplifié le système 'variateur de lumière' lors des commutations.

Nous avons tout d'abord supposé que la durée de commutation de l'interrupteur est courte vis à vis de la demi-période du secteur. Nous pouvons ainsi négliger les variations de celui-ci. Nous prendrons donc pour nos calculs une tension secteur fixe égale à la tension secteur à l'instant du début de la commutation.

D'autre part, comme nous l'avons vu au chapitre 2, durant la commutation le MBS fonctionne dans sa zone linéaire. Il n'y a donc aucune influence de la zone saturée de celui-ci, celle-ci n'intervenant qu'en fin de commutation. Le circuit électrique à optimiser pour obtenir une commutation sinusoïdale dans le variateur de lumière peut en conséquence être représenté par le schéma de la Figure 3-5.



**Figure 3-5 : circuit équivalent du variateur de lumière lors de l'amorçage du MBS**

Connaissant la charge commandée par le MBS et le temps  $t_d$  de retard à l'amorçage du gradateur, on connaît le courant maximum  $I_{Max}$  commuté par le MBS. Nous pouvons en déduire la durée minimale  $t_c$  de la commutation sinusoïdale permettant à un variateur de lumière de respecter les normes CEM (c.f. chapitre 1 §2.3.3). Si nous prenons comme temps  $t=0$  l'instant où le composant commence à conduire (*i.e.* l'instant pour lequel  $V_{GS}=V_{Gsth}$ ), nous obtenons les courants et tensions optimaux aux bornes du MBS :

$$\begin{cases} I_A(t) = \frac{I_{Max}}{2} \cdot [1 - \cos(\omega_c \cdot t)] \\ V_{AS}(t) = \frac{E}{2} \cdot [1 + \cos(\omega_c \cdot t)] \end{cases} \quad (16)$$

avec  $\omega_c = \frac{t_c}{\pi}$  et  $E = R_L \cdot I_{Max}$  où  $R_L$  est la résistance de la lampe pour le retard à l'amorçage choisi.

Or le courant  $I_A$  circulant dans la charge est la somme des courants circulant dans la capacité  $C_{GA}$ , dans la capacité  $C_{AS}$  et dans le composant ( $I_A$  linéaire) :

$$I_A(t) = \underbrace{B \cdot (V_{GS}(t) - A \cdot V_{GSth})^n \cdot \left( \frac{V_{AS}(t) + \lambda_0}{V_{AS Gfs} + \lambda_0} - 1 \right)}_{\text{Courant } I_A \text{ linéaire}} + \underbrace{C_{AS}(V_{AS}) \times -\frac{E}{2} \cdot \omega_c \cdot \sin(\omega_c \cdot t)}_{\text{Courant dans } C_{AS}} + \underbrace{\frac{V_{GS}(t) - V_{Cde}}{R_G} + C_{GS \text{ optimale}} \cdot \frac{dV_{GS}}{dt}}_{\text{Courant dans } C_{GA}} \quad (17)$$

Optimiser les commutations revient à trouver, pour chaque instant de la commutation, la capacité  $C_{GS}$  optimale permettant d'obtenir une forme sinusoïdale. Ceci peut être ramené à la minimisation de la fonction :

$$\underbrace{B \cdot (V_{GS}(t) - A \cdot V_{GSth})^n \cdot \left( \frac{V_{AS}(t) + \lambda_0}{V_{AS Gfs} + \lambda_0} - 1 \right) + C_{AS}(V_{AS}) \times -\frac{E}{2} \cdot \omega_c \cdot \sin(\omega_c \cdot t) + \frac{V_{GS}(t) - V_{Cde}}{R_G} + C_{GS \text{ optimale}} \cdot \frac{dV_{GS}}{dt}}_{\text{Courant dans le MBS}} - \underbrace{\frac{I_{Max}}{2} \cdot [1 - \cos(\omega_c \cdot t)]}_{\text{Courant sinusoïdal}} = 0 \quad (18)$$

où  $dV_{GS}/dt$  est la dérivée de la tension ' $V_{GS}$  optimale',  $\lambda_0$  est la tension d'Early du MBS et  $V_{Cde}$  est la tension de commande du MBS. En calculant les courants et la tension au niveau de la grille du MBS on obtient :

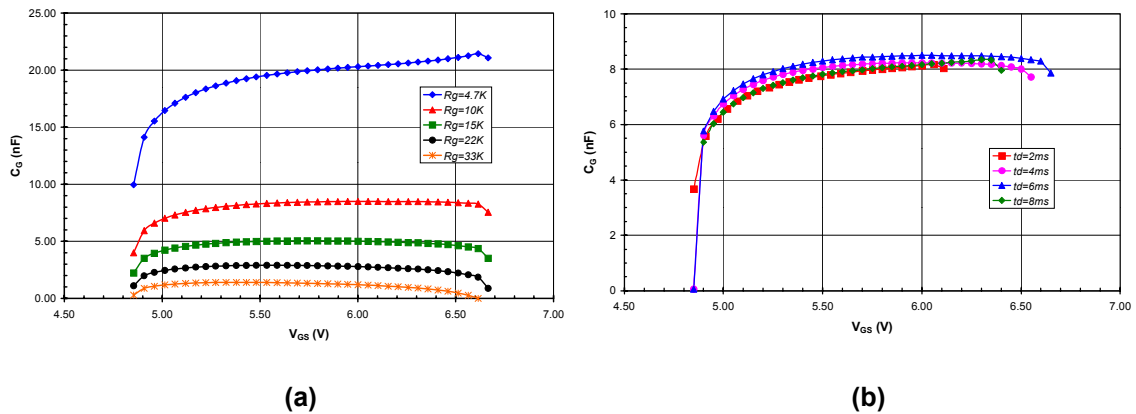
$$\frac{dV_{GS}}{dt} = \frac{V_{Cde} - V_{GS}(t)}{R_G \cdot [C_{GS} + C_{GA}(V_{AG})]} + \left[ \frac{C_{GA}(V_{AG})}{C_{GS \text{ optimale}} + C_{GA}(V_{AG})} \right] \times -\frac{E}{2} \cdot \omega_c \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \quad (19)$$

En résolvant cette équation différentielle avec  $V_{GS}(t=0) = A \cdot V_{GSth}$  comme condition initiale nous obtenons :

$$V_{GS}(t) = \left\{ \frac{A \cdot V_{GSth} - V_{Cde}}{C_{GA}(V_{AG}) \cdot R_G^2 \cdot E \cdot \omega_c \cdot (C_{GA}(V_{AG}) + C_{GS \text{ optimale}})} - \frac{1}{2 \cdot [1 + R_G \cdot \omega_c^2 \cdot (C_{GS \text{ optimale}} + C_{GA}(V_{AG}))]} \right\} \cdot e^{-\frac{1}{R_G \cdot (C_{GS \text{ optimale}} + C_{GA}(V_{AG}))}} + \frac{C_{GA}(V_{AG}) \cdot R_G^2 \cdot E \cdot \omega_c \cdot (C_{GA}(V_{AG}) + C_{GS \text{ optimale}})}{2 \cdot [1 + R_G \cdot \omega_c^2 \cdot (C_{GS \text{ optimale}} + C_{GA}(V_{AG}))]} \cdot \cos(\omega_c \cdot t) - \frac{C_{GA}(V_{AG}) \cdot R_G^2 \cdot E \cdot \omega_c \cdot (C_{GA}(V_{AG}) + C_{GS \text{ optimale}})}{2 \cdot [1 + R_G \cdot \omega_c^2 \cdot (C_{GS \text{ optimale}} + C_{GA}(V_{AG}))]} \cdot \sin(\omega_c \cdot t) + V_{Cde} \quad (20)$$

Afin de déterminer la capacité  $C_{GS\text{ optimale}}$  nous minimisons sous Matlab<sup>TM</sup> l'équation (18) en nous appuyant sur les équations (19) et (20). A partir de la capacité trouvée, nous déterminons la capacité  $C_G$  à ajouter entre la grille et la source du MBS pour obtenir une commutation sinusoïdale.

Nous avons effectué cette optimisation pour un variateur de lumière à MBS commandant une lampe à incandescence de 500W sous une tension réseau de 230V efficaces. Nous avons dans un premier temps déterminé la capacité  $C_G$  optimale pour un retard à l'amorçage de 6ms. Nous nous plaçons ainsi dans le cas le plus perturbateur. La tension coupée par le MBS est alors de 310V tandis que le courant commuté est de 3,5A. La commutation sinusoïdale minimale a, dans ces conditions, une durée de 65 $\mu$ s (c.f. chapitre 1 §2.3.3). Les résultats obtenus sont présentés en Figure 3-6-a sous la forme d'un réseau de caractéristiques  $C_G=f(V_{GS})$  paramétrées en fonction de la résistance de grille  $R_G$  initialement choisie. De la même manière nous avons déterminé la capacité  $C_G$  optimale pour différents retards à l'amorçage pour une résistance de grille de 10k $\Omega$ . La durée de commutation était modifiée en fonction du retard à l'amorçage afin d'obtenir la commutation sinusoïdale optimale. Les résultats obtenus sont présentés en Figure 3-6-b.



**Figure 3-6 : capacité  $C_G$  optimale en fonction de la tension à ses bornes et de la résistance de grille pour  $t_d=6ms$  (a) et pour une résistance de grille de 10k $\Omega$  avec différents retard à l'amorçage (durée de commutation  $t_c$  optimisée-b)**

Les capacités  $C_G$  optimales obtenues pour différentes valeurs de résistance de grille présentent toutes des formes similaires. Ainsi, leur valeur augmente fortement autour de la tension de seuil du composant pour se stabiliser autour d'une valeur 'plateau'. Ce plateau perdure jusqu'au début de l'effet 'Miller' qui intervient pour une tension  $V_{GS}$  d'environ 6,6V. A ce moment là, les valeurs des capacités  $C_G$  s'écroulent.

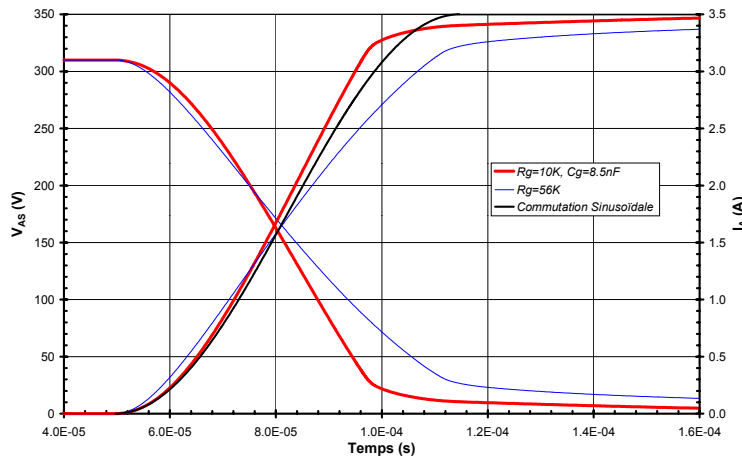
L'évolution de la capacités  $C_G$  optimale en fonction du retard à l'amorçage est faible. Les courbes obtenues sont fortement resserrées autour de la valeur maximale. Celle-ci est obtenue pour un retard à l'amorçage de 6ms.

La réalisation des capacités  $C_G$  optimale est difficile. Cependant, la forme en plateau de celles-ci permet d'optimiser le début de la commutation en choisissant une capacité fixe ayant comme valeur le plateau de la courbe. C'est cette solution que nous avons choisie pour la suite de l'étude.

### 2.3.2. Simulation d'un gradateur utilisant un circuit de grille de type R-C

Suite au calcul des couples  $R_G$ - $C_G$ , nous avons choisi de commander les MBS du gradateur par une résistance de grille  $R_G=10K\Omega$  et une capacité fixe  $C_G=8,5nF$ . Nous avons simulé le variateur de lumière obtenu afin de comparer ses performances en terme de pertes à la commutation et de perturbations électromagnétiques à celles d'une commande par résistance de grille respectant les normes CEM. Ces comparaisons sont effectuées pour un retard à l'amorçage de 6ms. Les formes d'onde obtenues dans ces conditions avec la commande ' $R_G$ ' et la commande ' $R_G$ - $C_G$ ' calculée ont été comparées à la commutation sinusoïdale idéale (Figure 3-7).

La forme d'onde obtenue avec la résistance de grille compatible CEM est plus abrupte que la commutation sinusoïdale en début de commutation puis présente un  $di/dt$  plus faible lors de la croissance du courant. La cassure en fin de commutation est moins abrupte et se prolonge plus longtemps.

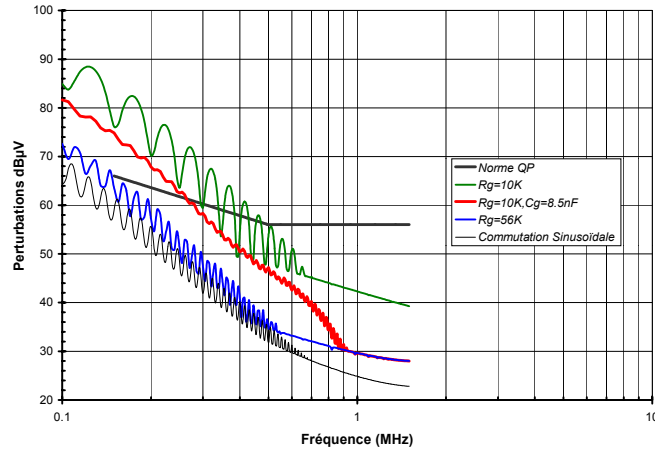


**Figure 3-7 : comparaison entre les formes d'onde obtenues avec une commande par simple résistance de grille, une commande par le réseau  $R_G$ - $C_G$  calculé et la commutation idéale ( $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

L'utilisation du couple ' $R_G$ - $C_G$ ' calculé permet d'obtenir une forme d'onde proche de la commutation sinusoïdale en début de commutation. La fin de la croissance du courant présente par contre un  $di/dt$  légèrement plus important que celui de la commutation optimale car nous n'avons pris en compte dans nos calculs que le début de la commutation et négligé l'effet 'Miller'. La fin de commutation présente l'habituelle cassure abrupte de fin de commutation. Ceci est normal puisque, comme nous l'avons vu au chapitre 2, la capacité  $C_G$  n'influe que sur le début de la commutation. La résistance de grille choisie est donc trop faible pour permettre d'obtenir une fin de commutation proche de la sinusoïde.

Cette fin de commutation abrupte ne permet pas au système de respecter les normes CEM. En effet, une rapide évaluation des perturbations générées par le système a pu être réalisée en utilisant un programme Matlab<sup>TM</sup> développé au LMP par F. Guitton [11]. Ce programme permet de

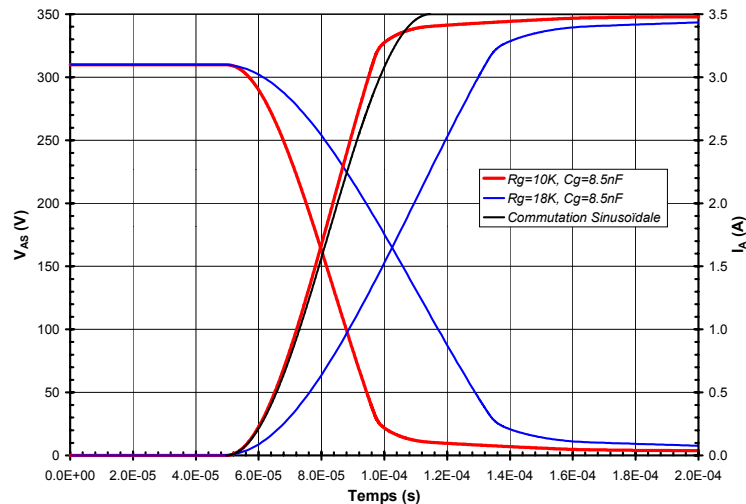
simuler le comportement d'un banc de mesure des perturbations conduites respectant les recommandations de la norme CISPR 16-1 [57]. Nous avons simulé les niveaux de perturbations quasi-crêtes générés par le système sur la plage des fréquences comprises entre 150kHz et 30MHz. Les niveaux obtenus ont été comparés aux limites imposées aux appareils d'éclairage par la norme EN55015 [44] (Figure 3-8).



**Figure 3-8 : comparaison entre les perturbations obtenues avec la commande  $R_G$  CEM et avec la commande  $R_G$ - $C_G$  calculée (Simulations,  $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

L'ajout d'une capacité  $C_G$  à la commande par résistance de grille ( $R_G=10k\Omega$ ) a permis de diminuer les perturbations générées par le système. Cependant, nous ne sommes pas sous le gabarit de la norme pour les fréquences comprises entre 150kHz et 300kHz.

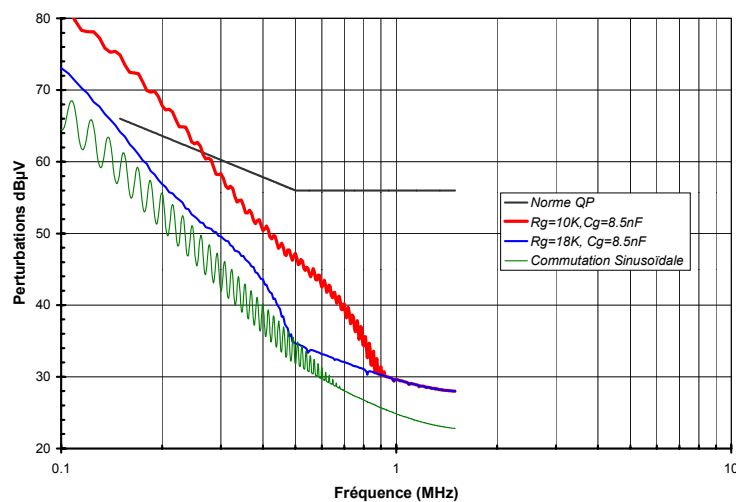
Afin d'obtenir une commutation compatible avec les normes CEM il convient d'adoucir la fin de la commutation du composant. Un moyen simple d'améliorer le coude de fin de commutation consiste à augmenter la résistance de grille. Ceci a cependant pour conséquences d'éloigner les formes d'onde de la commutation sinusoïdale et d'augmenter les pertes.



**Figure 3-9 : comparaison entre les formes d'onde obtenues avec une commande  $R_G$ - $C_G$  optimisée et la commande  $R_G$ - $C_G$  CEM ( $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

En augmentant progressivement la valeur de  $R_G$  on obtient la résistance de grille minimale permettant de passer sous la norme. Dans notre cas  $R_G$  est égal à  $18k\Omega$ . Une comparaison rapide entre les formes de commutation obtenues pour le couple  $R_G$ - $C_G$  calculé et pour le couple  $R_G$ - $C_G$  CEM permet de remarquer que la commutation a été ralentie et adoucie (Figure 3-9).

La forme de commutation obtenue présente une mise en conduction plus lente et un  $di/dt$  plus faible que la commande par le réseau ' $R_G$ - $C_G$ ' calculé (Figure 3-9). La cassure en fin de commutation se trouve adoucie. Les pertes lors de la commutation augmentent en conséquence et atteignent  $17,5mJ$ , soit une augmentation de 75% par rapport au couple  $R_G$ - $C_G$  calculé initialement. Le gain par rapport à la commande  $R_G$  seule reste tout de même intéressant puisqu'il atteint 20%. Cet avantage est dû à l'entrée en saturation plus rapide du composant commandé par le réseau  $R_G$ - $C_G$ . Le courant disponible pour charger la capacité  $C_{GA}$  lors du plateau 'Miller' reste plus important dans ce cas que pour la commande  $R_G$  seule. La tension  $V_{AS}$  atteint ainsi plus rapidement la tension de déchet du composant.

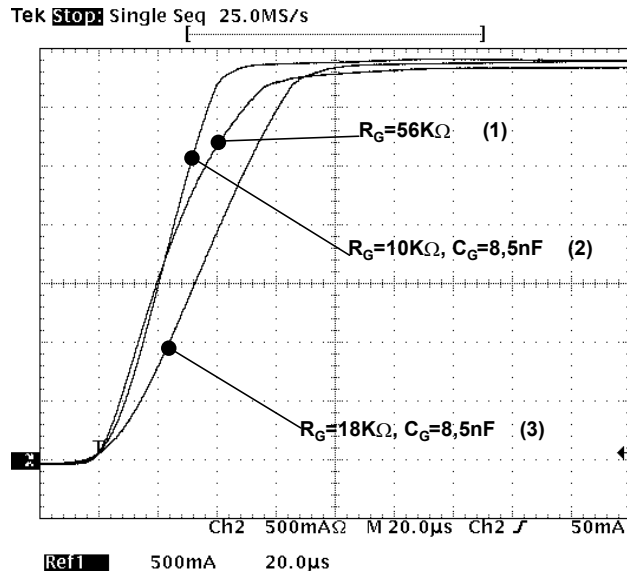


**Figure 3-10 : comparaison entre les perturbations obtenues avec une commande  $R_G$ - $C_G$  optimisée et la commande  $R_G$ - $C_G$  CEM (Simulations,  $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

### 2.3.3. Essais et validation

Les simulations réalisées précédemment nous ont permis, en partant d'un couple  $R_G$ - $C_G$  calculé et n'assurant pas la compatibilité électromagnétique, de déterminer le réseau  $R_G$ - $C_G$  permettant au variateur de lumière à MBS de respecter les limites normatives. Nous avons mis en œuvre les trois circuits de commande simulés ( $R_G$  seul,  $R_G$ - $C_G$  calculé et  $R_G$ - $C_G$  'CEM') dans un variateur de lumière afin de valider les résultats obtenus par simulation.

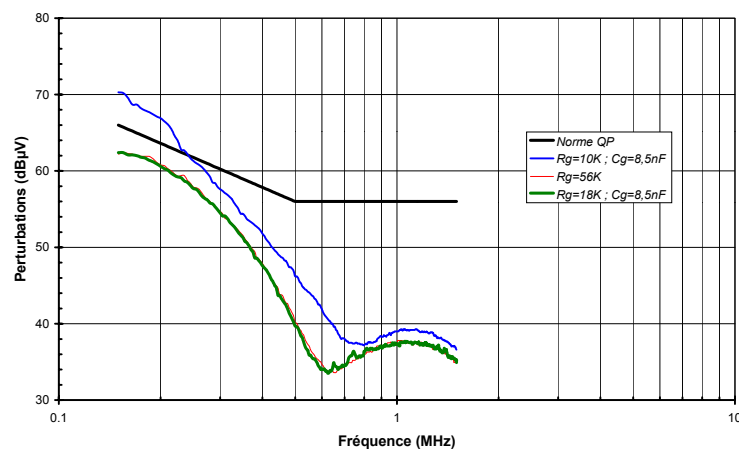
Nous avons tout d'abord comparé les oscillogrammes des courants lors des commutations (Figure 3-11). Les oscillogrammes obtenus ont des formes similaires aux simulations réalisées.



**Figure 3-11 : formes d'onde de courant expérimentales obtenues avec les différents circuits de commande ( $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

La commande  $R_G-C_G$  'CEM' (3) présente la forme de courant la plus adoucie. La commande  $R_G-C_G$  issue des calculs présente une forme de courant adoucie en début de commutation, puis la cassure abrupte déjà remarquée en fin de commutation. La forme de courant obtenue avec la résistance de grille 'CEM' est abrupte en début de commutation, puis le  $dI/dt$  diminue progressivement. Le coude de fin de commutation est adouci et l'entrée en saturation du composant se prolonge ce qui se traduit par des pertes plus élevées que pour les deux autres commandes.

Les pertes mesurées pour les trois commandes sont proches de celles obtenues en simulation. Ainsi, tandis que le variateur commandé par résistance de grille dissipe 20,5mJ lors d'une commutation, celui commandé par le réseau  $R_G-C_G$  'CEM' ne dissipe que 16,5mJ, soit une diminution des pertes de près de 18% (20% de diminution en simulation).



**Figure 3-12 : niveaux de perturbations conduites mesurées sur les trois commandes ( $t_d=6ms$ , lampe de 500W)**

De même que les oscillogrammes et les mesures de pertes, les mesures des perturbations générées par les trois montages confirment les résultats obtenus en simulation (Figure 3-12). Les circuits de commande  $R_G=56K\Omega$  et  $R_G=18K\Omega$ ,  $C_G=8,5nF$  permettent au variateur de lumière de respecter les normes CEM.

Cependant, en comparant la Figure 3-10 et la Figure 3-12 on peut remarquer que les niveaux de perturbations obtenus expérimentalement sont inférieurs aux valeurs simulées à basse fréquence (150kHz) mais présentent une pente de décroissance plus faible que lors des simulations.

Ces écarts ont plusieurs causes. Tout d'abord, comme nous l'avons vu au chapitre 2, l'erreur de la représentation électrique influe sur le spectre des perturbations simulées. Ensuite, les inductances parasites du montage d'essai n'ont pas été prises en compte par nos simulations. Celles-ci tendent à lisser les formes de courant obtenues et à diminuer les perturbations générées par le montage. D'autre part, la tension secteur a été supposée sinusoïdale et d'amplitude constante lors des simulations. Or, il s'avère qu'elle est assez fortement distordue et présente des fluctuations d'amplitude qui tendent à modifier les spectres de perturbation mesurés. Enfin, l'instabilité de la synchronisation secteur et de la base de temps du variateur de lumière génèrent des variations du retard à l'amorçage du système. Ces variations moyennent les perturbations générées par le variateur de lumière car celui-ci ne fonctionne pas en permanence au maximum de perturbations générées comme ce peut être le cas dans la simulation.

Toutefois, même si les résultats de perturbations obtenus en simulation ne correspondent pas exactement aux perturbations réelles, ils permettent de donner une idée des performances CEM des montages de commande simulés.

Les essais ont permis de vérifier les performances CEM d'une commande  $R_G-C_G$ . Ainsi, malgré un début de commutation sinusoïdal, le couple  $R_G-C_G$  calculé ne permet pas au système de respecter les normes CEM. Nous avons été amenés à augmenter la résistance de grille jusqu'à obtenir un niveau de perturbations acceptable, ce qui a eu pour conséquence de dégrader les pertes du système.

Il convient donc d'optimiser le coude de fin de commutation afin de pouvoir conserver les faibles pertes de la commande  $R_G-C_G$  calculée tout en respectant les normes CEM.

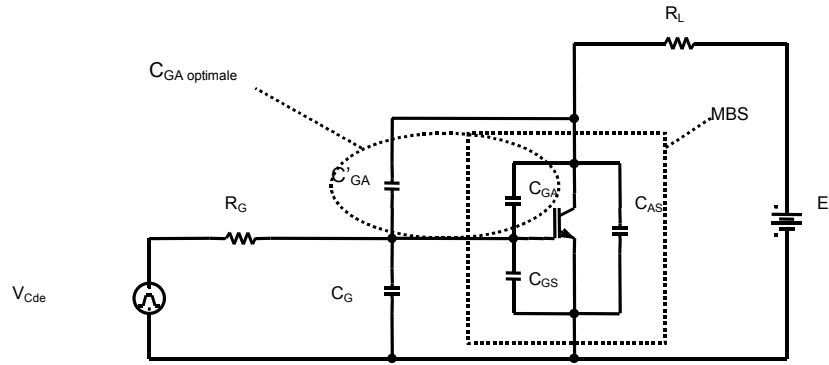
## **2.4 Vers une forme d'onde sinusoïdale : la capacité $C_{GA}$ optimisée**

L'optimisation du couple de commande  $R_G-C_G$  permet, nous l'avons vu, d'obtenir un début de commutation proche de la forme sinusoïdale idéale. Toutefois, cette commande ne permet pas de contrôler la fin de la commutation et celle-ci présente alors un coude abrupt qui empêche le variateur de lumière de respecter les niveaux de perturbations conduites maximum tolérés par les normes. Il convient donc de s'intéresser à l'optimisation de la fin de la commutation afin d'obtenir un niveau de perturbations générées inférieur à la limite normative. L'ajout d'une capacité entre grille et anode permet de modifier les fins de commutation des composants à grille isolée. Nous

nous sommes donc intéressés à l'utilisation d'une capacité  $C_{GA}$  variable pour optimiser la fin de la commutation et lui donner une forme sinusoïdale. Pour ce faire, nous avons calculé la capacité  $C_{GA}$  optimale qui permettrait au couple  $R_G$ - $C_G$  calculé précédemment de respecter les normes CEM.

#### 2.4.1. Détermination de la forme de la capacité $C_{GA}$ optimale

De la même manière que lors de l'optimisation du couple  $R_G$ - $C_G$  (cf. §2.3.1), nous sommes obligés de simplifier le système variateur de lumière afin de pouvoir calculer la capacité  $C_{GA}$  optimale permettant d'obtenir une commutation sinusoïdale. Pour ce faire, nous supposons que la tension secteur est constante sur la durée de la commutation. Nous supposons également que le MBS fonctionne dans sa zone linéaire durant la totalité de la commutation. De plus, l'impact de la capacité  $C_{AS}$  sur la commutation étant négligeable, nous ne prendrons pas en compte le courant circulant dans celle-ci. Enfin, afin de simplifier les calculs, le courant circulant dans la capacité  $C_{GA}$  sera négligé devant le courant circulant dans la charge. Cette dernière approximation est justifiée par les faibles valeurs de  $C_{GA}$  lors des faibles courants dans la charge ( $V_{AG}$  élevé) et les forts courants circulant dans la charge lorsque  $C_{GA}$  est de valeur élevée ( $V_{AG}$  faible).



**Figure 3-13 : circuit équivalent du variateur de lumière commandé par un réseau  $R_G$ - $C_G$ - $C_{GA}$**

Connaissant le retard à l'amorçage du gradateur, on en déduit le courant maximum commuté par le MBS, ce qui nous donne la durée minimale  $t_c$  de la commutation sinusoïdale idéale. Nous prenons comme précédemment le temps  $t=0$  à l'instant où le MBS commence à conduire. Les valeurs optimales des courants et tensions aux bornes du MBS sont données comme précédemment par l'équation (16). Le courant de grille du MBS peut s'écrire :

$$I_G = \frac{V_{\text{commande}} - V_{GS}}{R_G} \quad (21)$$

ou bien :

$$I_G = I_{C_G} + I_{C_{GS}} + I_{C_{GA}} \quad (22)$$

Nous avons donc :

$$I_G(t) = (C_G + C_{GS}) \cdot \frac{dV_{GS}}{dt} + C_{GA}(t) \cdot \left( \frac{dV_{AS}}{dt} - \frac{dV_{GS}}{dt} \right) \quad (23)$$

Des équations (21) et (23) nous obtenons la valeur de  $C_{GA}$  en fonction du temps de commutation

$$C_{GA}(t) = \frac{(C_G + C_{GS}) \frac{dV_{GS}}{dt} + \frac{V_{GS}(t) - V_{commande}}{R_G}}{\left( \frac{dV_{AS}}{dt} - \frac{dV_{GS}}{dt} \right)} \quad (24)$$

La résolution de cette équation nécessite le calcul de  $V_{GS}(t)$ ,  $dV_{GS}/dt$  et  $dV_{AS}/dt$ . En négligeant le courant dans les capacités  $C_{AS}$  et  $C_{GA}$  par rapport au courant  $I_A$ , nous pouvons déterminer la tension  $V_{GS}$  optimale aux bornes du composant :

$$I_A(t) = B \cdot (V_{GS}(t) - A \cdot V_{GSth})^n \cdot \left( \frac{V_{AS}(t) + \lambda_0}{V_{AS Gfs} + \lambda_0} \right) \quad (25)$$

D'où :

$$V_{GS}(t) = \sqrt[n]{\frac{I_A(t) \cdot (V_{AS Gfs} + \lambda_0)}{B \cdot (V_{AS}(t) + \lambda_0)}} + A \cdot V_{GSth} \quad (26)$$

De (16) et (26) on tire :

$$V_{GS}(t) = \sqrt[n]{\frac{I_{Max}}{2 \cdot B} \cdot [1 - \cos(\omega_c \cdot t)] \cdot \frac{V_{AS Gfs} + \lambda_0}{E/2 \cdot \cos(\omega_c \cdot t) + \lambda_0}} + A \cdot V_{GSth} \quad (27)$$

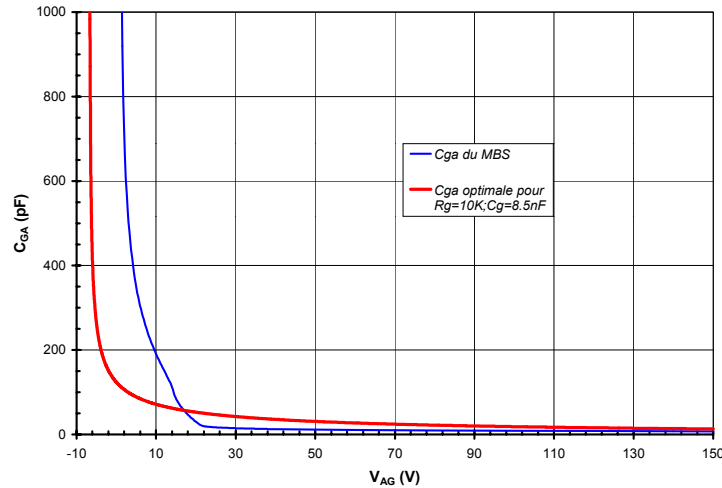
D'où nous déduisons en dérivant l'expression précédente :

$$\frac{dV_{GS}}{dt} = \frac{\omega_c}{n} \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \cdot (E + \lambda_0) \cdot \sqrt[n]{\frac{I_{Max}}{2 \cdot B} \cdot (V_{AS Gfs} + \lambda_0) \cdot \frac{[1 - \cos(\omega_c \cdot t)]^{1-n}}{\{\lambda_0 + E/2 \cdot [1 + \cos(\omega_c \cdot t)]\}^{1+n}}} \quad (28)$$

D'autre part en dérivant la tension  $V_{AS}$  dans l'équation (16), nous obtenons :

$$\frac{dV_{AS}}{dt} = -\frac{E}{2} \cdot \omega_c \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \quad (29)$$

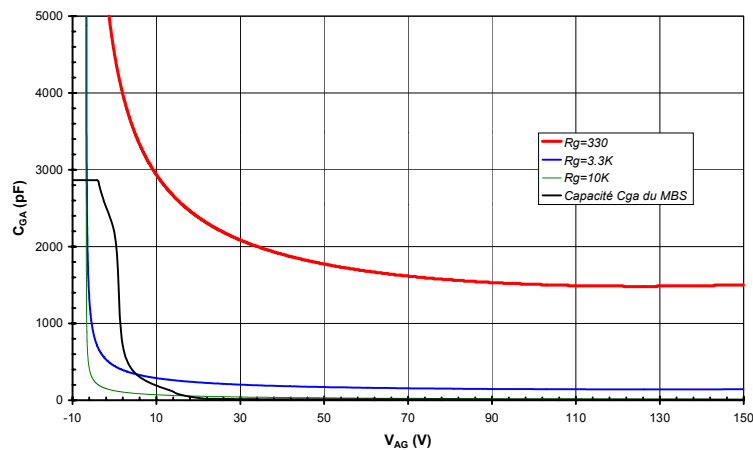
En utilisant le système formé par les équations (16), (24), (27), (29) nous calculons pour chaque instant la capacité  $C_{GA}(t)$  optimale et la tension  $V_{AG}(t)$  à ses bornes. Nous obtenons ainsi la capacité  $C_{AG}=f(V_{GA})$  optimale permettant au couple  $R_G$ - $C_G$  calculé précédemment d'obtenir une commutation sinusoïdale. La capacité  $C_{GA}$  obtenue a été comparée à la capacité  $C_{GA}$  du MBS (Figure 3-14).



**Figure 3-14 : comparaison entre la capacité  $C_{GA}$  optimale et la capacité  $C_{GA}$  du MBS ( $t_d=6ms$ ,  $I_{max}=3,5A$ , et  $E=310V$ )**

La capacité  $C_{GA}$  optimale a l'inconvénient majeur de présenter des valeurs plus faibles que la capacité  $C_{GA}$  du MBS pour  $V_{AG} < 20V$ . Il est donc impossible de réaliser une telle capacité par ajout d'une capacité variable en parallèle à la capacité grille-anode du MBS.

Une solution pour rendre possible l'optimisation de la capacité  $C_{GA}$  par la mise en parallèle d'une capacité consiste à diminuer la résistance de grille. En effet, la diminution de la résistance de grille a pour effet d'augmenter les valeurs de la capacité  $C_{GA}$  optimale (cf. Figure 3-15).

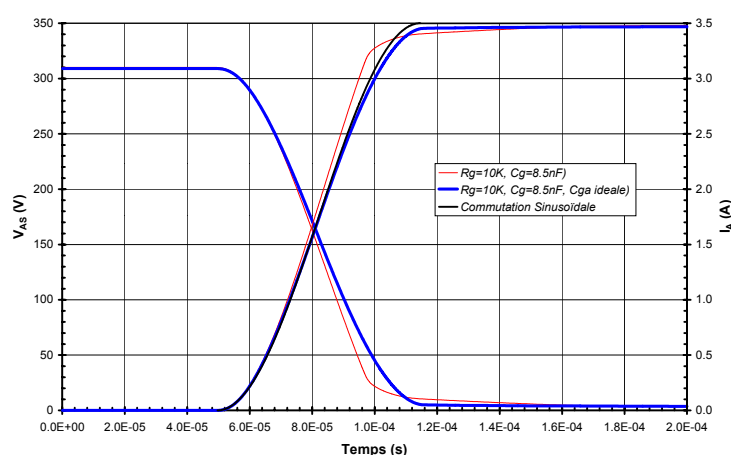


**Figure 3-15 : effet de la valeur de la résistance de grille  $R_G$  sur les valeurs de la capacité  $C_{GA}$  permettant d'obtenir une commutation sinusoïdale ( $C_{GA}$  optimale)**

Cependant, l'augmentation de la valeur de la capacité grille-anode a pour conséquence de rendre les composants à grille isolée plus sensibles aux phénomènes de mise en conduction parasite suite à des variations brusques de tension sur leur anode. Il semble donc que l'obtention d'une fin de commutation sinusoïdale grâce à l'ajout d'une capacité variable entre grille et anode du MBS soit difficilement réalisable.

### 2.4.2. Simulation d'un gradateur commandé par un ensemble $R_G-C_G-C_{GA}$ optimisé

La réalisation d'une commande  $R_G-C_G-C_{GA}$  parfaitement optimisée est, nous l'avons vu précédemment, impossible à obtenir. Cependant, afin de valider les calculs effectués et de vérifier la théorie, nous avons simulé une telle commande. Pour ce faire, nous avons remplacé les capacités  $C_{GA}$  des MBS par la capacité  $C_{GA}$  optimisée puis nous avons simulé le fonctionnement du variateur de lumière pour un retard à l'amorçage de 6ms. Les formes d'onde obtenues ont été comparées à la commutation sinusoïdale et à la commutation obtenue avec la commande  $R_G-C_G$  issue des calculs effectués précédemment (Figure 3-16).

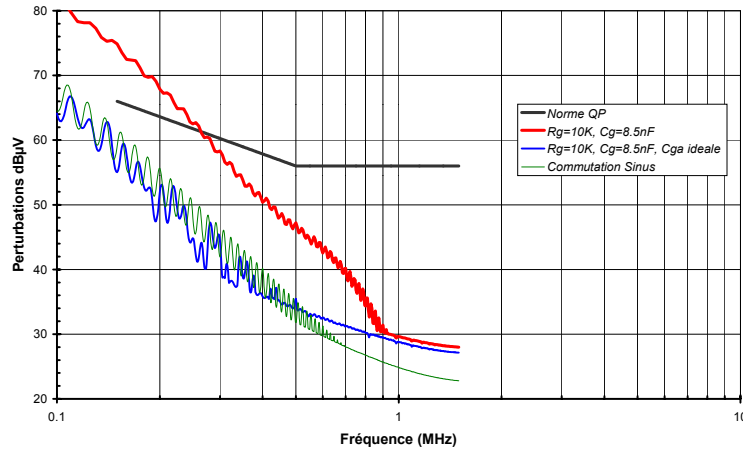


**Figure 3-16 : comparaison entre les formes d'onde obtenues avec une commande  $R_G-C_G$  calculée, une commande  $R_G-C_G-C_{GA}$  optimale et le sinus idéal (Simulations,  $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

L'utilisation d'une commande  $R_G-C_G-C_{GA}$  optimisée permet d'obtenir un courant commuté par le MBS proche de la forme sinusoïdale jusqu'aux deux tiers de la commutation, puis la pente du courant diminue par rapport à la commutation optimale. Le coude de fin de commutation intervient plus tôt et pour un niveau de courant légèrement plus faible que dans la commutation idéale. Le composant entre ensuite progressivement en saturation. L'écart en fin de commutation entre la commutation idéale et la commutation obtenue est dû à deux facteurs : tout d'abord les simplifications effectuées afin de pouvoir calculer aisément la capacité  $C_{GA}$  idéale influent sur la précision de la détermination de celle-ci ; ensuite, l'entrée en saturation du MBS est un phénomène obligatoire qui n'a pas été pris en compte lors du calcul de la capacité. Cependant, ces petites imperfections mises à part, on peut considérer que la commutation obtenue est très proche d'une sinusoïde. Le gain apporté par la capacité  $C_{GA}$  idéale est significatif si l'on compare les formes d'onde obtenues à celles d'une commande  $R_G-C_G$  : le coude de fin de commutation en est grandement adouci.

La comparaison des perturbations générées par les trois formes d'onde montre l'amélioration notable apportée au niveau des perturbations par la substitution de la capacité  $C_{GA}$

idéale à la capacité  $C_{GA}$  du MBS. En effet, les niveaux de perturbations obtenus avec la commande  $R_G-C_G-C_{GA}$  idéale coïncident jusqu'à 500kHz avec les niveaux générés par une commutation sinusoïdale. Au-delà de cette fréquence les niveaux sont légèrement supérieurs à ceux de la commutation idéale mais demeurent cependant nettement inférieurs au gabarit de la norme. Le gain obtenu sur le niveau de perturbations par rapport à la commande  $R_G-C_G$  calculée est important puisqu'il atteint 10dBμV à 150kHz (Figure 3-17).



**Figure 3-17 : comparaison entre les perturbations obtenues avec une commande  $R_G-C_G$  calculée, la commande  $R_G-C_G-C_{GA}$  optimale et la commutation sinusoïdale (Simulations,  $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

Les pertes obtenues avec le circuit  $R_G-C_G-C_{GA}$  idéal sont de 11mJ. Elles restent plus élevées que les pertes calculées pour la commutation sinusoïdale (25% d'augmentation par rapport aux 8,75mJ de celle-ci). Ceci est principalement dû aux pertes supplémentaires engendrées par l'entrée en saturation du composant. Cependant, l'optimisation du coude de fin de commutation grâce à l'obtention d'une capacité  $C_{GA}$  optimisée permettrait une économie de 37% sur les pertes en commutation du variateur de lumière par rapport à la commande  $R_G-C_G$  'CEM'.

Malheureusement, si un tel circuit 'idéal' est simulable, il apparaît impossible à obtenir dans la réalité. D'autre part, approcher cette capacité  $C_{GA}$  optimale sur une partie seulement de la commutation semble possible en diminuant la résistance de grille de manière importante, mais dans ce cas la valeur de la capacité  $C_{GA}$  devient pénalisante pour la tenue aux dV/dt du système. L'utilisation d'une capacité  $C_{GA}$  optimale pour améliorer le coude de fin de commutation semble donc difficile à mettre en œuvre et d'apport limité au niveau de l'optimisation des formes d'onde.

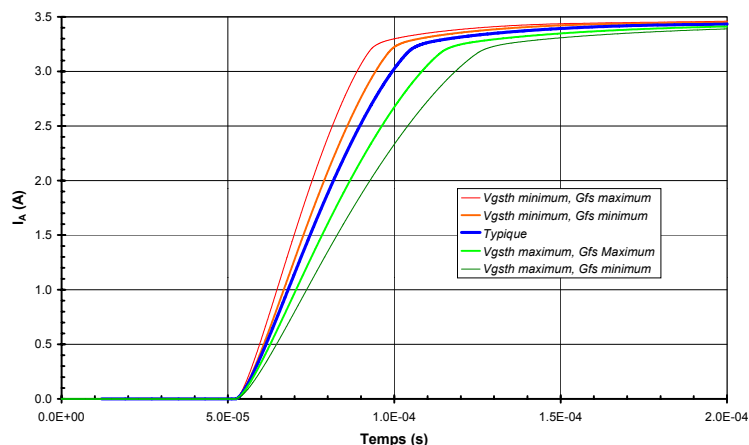
## **2.5 Influence des dispersions de paramètres sur les formes d'onde obtenues**

Les circuits de commande précédents ont été étudiés du point de vue du niveau des perturbations électromagnétiques qu'ils génèrent et des pertes qu'ils engendrent lors des commutations. Ces deux contraintes sont très importantes puisqu'elles permettent de classer les

montages suivant leur performance CEM. Cependant, l'industrialisation du système induit une contrainte supplémentaire que nous n'avons pas encore prise en considération : la stabilité des formes d'onde obtenues vis à vis des dispersions des paramètres des composants.

Dans le cadre du variateur de lumière utilisant des MBS, la principale cause de dispersion est liée à l'interrupteur de puissance lui-même. En effet, le MBS, comme tout composant électronique, présente des dispersions au niveau de ses paramètres électriques. Les deux paramètres les plus variables du MBS sont sa tension de seuil et sa transconductance. Ceux-ci varient en fonction de la température de fonctionnement du composant, mais également d'un composant à l'autre en fonction des dispersions du procédé de fabrication. Nous nous sommes intéressés à l'impact des dispersions de ces paramètres sur les performances des commandes utilisant des résistances de grille. Nous ne présentons ici, dans un but d'illustration, que les résultats obtenus avec une simple commande par résistance de grille. Les résultats de dispersion obtenus avec une commande  $R_G-C_G$  ou une commande  $R_G-C_G-C_{GA}$  (simulation) sont en effet similaires.

Les dispersions induites sur la transconductance et la tension de seuil des MBS par les procédés de fabrication ont été évaluées par un suivi statistique des lots de produits. L'impact de la température a, quant à elle, été évaluée par la caractérisation des composants à différentes températures sur la plage 25°C-125°C. La combinaison de ces deux facteurs peut entraîner une variation globale des tensions de seuil et des transconductances de  $\pm 20\%$  autour de leur valeur typique.



**Figure 3-18 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur la forme du courant lors des commutations (simulation)**

L'utilisation de la représentation électrique du MBS nous permet de déterminer, dans un premier temps, l'impact théorique des dispersions de transconductance et de tension de seuil sur les formes d'onde de commutation. Nous avons ainsi fait varier ces paramètres de  $\pm 20\%$  autour des valeurs mesurées sur un composant pris au hasard. Nous avons simulé le variateur de lumière dans les quatre cas extrêmes de dispersion que l'on peut rencontrer, à savoir : transconductance minimale et tension de seuil minimale [ $G_{FS}$  min,  $V_{Gst}$  min] ; transconductance minimale et tension

de seuil maximale [ $G_{FS}$  min,  $V_{GSth}$  max] ; transconductance maximale et tension de seuil minimale [ $G_{FS}$  max,  $V_{GSth}$  min] ; transconductance maximale et tension de seuil maximale [ $G_{FS}$  max,  $V_{GSth}$  max]. Les formes d'onde obtenues ont été comparées à la commutation obtenue pour le composant initial que nous qualifierons de 'typique' par la suite (Figure 3-18). Afin de faciliter la comparaison des formes d'onde, le retard à l'amorçage induit par les variations de tension de seuil a été supprimé.

L'influence des dispersions de paramètres est importante sur la vitesse de commutation. Ainsi, la durée de commutation initiale qui avoisine les 65 $\mu$ s (5% à 95%) est amenée à varier de 45 $\mu$ s (pire cas pour la 'CEM', [ $V_{GSth}$  min,  $G_{FS}$  max]), à 95 $\mu$ s ( meilleur cas pour la 'CEM', [ $V_{GSth}$  max,  $G_{FS}$  min]) soit une variation de -30% à +45%. Cette variation de la durée de commutation s'accompagne d'une variation de l'énergie dissipée lors de la commutation. Celle-ci varie ainsi de 12mJ à 28mJ autour de la valeur de 17,5mJ soit une variation de -31% à +60%.

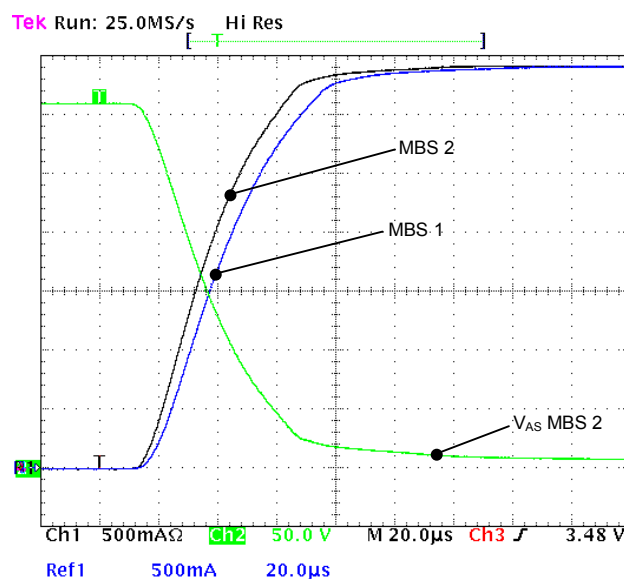
On peut noter que les deux cas médians de dispersion [ $G_{FS}$  min,  $V_{GSth}$  min] et [ $G_{FS}$  max,  $V_{GSth}$  max] donnent une idée de l'influence de la température sur les formes d'onde. En effet, la température fait varier la transconductance et la tension de seuil du composant dans le même sens (i.e. si  $T_j$  augmente alors  $V_{GSth}$  et  $G_{FS}$  diminuent).

|       | $V_{GSth}$ | 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%                   |

**Figure 3-19 : tension de seuil et transconductance des composants choisis pour illustrer l'influence des dispersions de paramètres**

Un essai a été réalisé sur un hacheur dévolteur à charge résistive avec deux composants ayant des caractéristiques différentes afin de vérifier les résultats obtenus. Les deux composants ont été choisis de manière à obtenir des valeurs de paramètres éloignées et à se placer dans une configuration de type : [ $G_{FS}$  min,  $V_{GSth}$  max] ou [ $G_{FS}$  max,  $V_{GSth}$  min]. Les valeurs des paramètres sont données en Figure 3-19 à titre d'illustration.

Les résultats confirment la forte variabilité de la vitesse de commutation par rapport aux  $V_{GSth}$  et  $G_{FS}$ . Ainsi, le temps de commutation passe de 57,9 $\mu$ s à 50,7 $\mu$ s entre la commutation du composant 1 et celle du composant 2, soit une variation de -12,5%. Les pertes de commutation passent quant à elles de 20,8mJ à 17,8mJ, soit une variation de -14,4%.



**Figure 3-20 : comparaison des formes d'onde obtenues pour deux composants ayant des caractéristiques différentes ( $R_G=56k\Omega$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

Ces variations importantes de formes d'onde induisent à leur tour une forte dispersion sur les perturbations 'CEM' générées par les montages. Ceci pourrait amener, lors de la production en série, certains variateurs à ne plus respecter les normes 'CEM' et ce bien qu'ils respectent celles-ci dans le cas typique (température de 25°C et composant avec des caractéristiques typiques). Pour se prémunir d'un tel risque, les concepteurs de variateurs de lumière devraient dimensionner le circuit de grille du variateur pour le pire cas CEM (pour nous [ $G_{FS}$  max,  $V_{GSth}$  min]). Ceci se traduit par une augmentation des pertes dans la majorité des cas de fonctionnement.

On touche là une des limites de la commande en boucle ouverte des composants à grille isolée : les formes d'onde obtenues après optimisation varient en fonction des paramètres électriques de l'interrupteur. Cependant, les commandes utilisant une résistance de grille afin de contrôler la croissance du courant dans le composant sont particulièrement sensibles à ces variations de paramètres. Ainsi, le gain en terme de pertes à la commutation apporté par l'utilisation de commandes  $R_G$ - $C_G$  se trouve fortement réduit.

## 2.6 Conclusion

L'utilisation de composants à grille isolée dans les variateurs de lumière s'accompagne généralement de l'élimination du filtre secteur assurant la compatibilité électromagnétique du système. La contrainte de compatibilité électromagnétique doit alors être remplie par une modification des formes d'onde de commutation. Beaucoup de circuits de commande ont été étudiés afin d'optimiser les formes d'onde de commutation des MOS ou IGBT commutant sur des charges inductives dans une topologie hacheur. Les méthodes de commande obtenues sont difficilement transposables dans le cadre de composants contrôlant une charge résistive comme c'est le cas dans les variateurs de lumière.

Nous nous sommes intéressés ici à la modification de la capacité  $C_{GS}$  effective du composant par l'ajout d'une capacité  $C_G$  entre sa grille et sa source de façon à adoucir la forme du coude de début de commutation. La méthode que nous avons présentée permet de choisir la capacité  $C_G$  idéale autorisant un coude de début de commutation proche de la forme sinusoïdale optimale. Les résultats obtenus tant en simulation qu'expérimentalement montrent une diminution importante des pertes de commutation par rapport à une commande par simple résistance de grille. Cependant, les calculs permettent d'optimiser uniquement le coude de début de commutation et la commande  $R_G$ - $C_G$  issue de ceux-ci ne respecte pas les normes CEM. L'augmentation de la résistance de grille permet alors, au prix d'une augmentation des pertes, de respecter les normes CEM. Le niveau de pertes obtenu reste inférieur à celui de la commande par résistance de grille.

Afin de diminuer de manière plus importante les pertes à la commutation de la commande  $R_G$ - $C_G$ , nous nous sommes intéressés à l'optimisation du coude de fin de commutation de la commande  $R_G$ - $C_G$ . Pour ce faire, nous avons envisagé la modification de la capacité  $C_{GA}$  effective du composant par l'ajout entre la grille et l'anode de celui-ci d'une capacité variable  $C'_{GA}$ . Nous avons calculé la capacité  $C_{GA}$  totale permettant au MBS commandé par le circuit  $R_G$ - $C_G$  de générer une forme de commutation sinusoïdale. Les résultats de simulation montrent une grande amélioration du niveau des perturbations par rapport au circuit  $R_G$ - $C_G$  tout en conservant des pertes faibles. Cependant, la capacité à ajouter entre grille et anode du MBS est tantôt impossible à réaliser (valeurs négatives), tantôt trop élevée. Dans ce dernier cas, l'ajout de la capacité rendrait le système plus sensible aux  $dV/dt$  sur son alimentation, ce qui n'est pas souhaitable puisque celui-ci est connecté directement au secteur et donc sujet à des transitoires rapides de tension.

Nous avons poursuivi l'étude des commandes à 'résistance de grille' ( $R_G$ ,  $R_G$ - $C_G$ ,  $R_G$ - $C_G$ - $C'_{GA}$ ) par l'analyse de leur sensibilité aux dispersions des paramètres électriques du composant commandé. Les résultats obtenus montrent que si les commandes de type  $R_G$ - $C_G$  ou  $R_G$ - $C_G$ - $C'_{GA}$  permettent de diminuer les pertes par commutation, elles ont pour inconvénient d'être très sensibles aux dispersions de tension de seuil et de transconductance des composants utilisés. Ainsi, les dispersions de  $\pm 20\%$  généralement rencontrées pour ces paramètres donnent une variation de plus de 30% sur les temps de commutation et les pertes en commutation d'un composant à l'autre.

Cet inconvénient est inhérent aux solutions de commande en boucle ouverte. L'utilisation d'une boucle de contre réaction permettrait de totalement éliminer l'effet des dispersions. Cependant, ce type de commande est complexe et onéreux pour une application grand public.

Une nouvelle stratégie de contrôle en boucle ouverte des forme d'onde permettant d'optimiser les commutations et de conserver une faible sensibilité aux dispersions des paramètres du composant commandé doit donc être définie : c'est le sujet des paragraphes suivants.

### 3. Recherche d'une stratégie de contrôle des formes d'onde à l'amorçage des MBS

#### 3.1 Introduction

Les résultats obtenus précédemment ont clairement montré les limites des circuits de commande de type  $R_G-C_G$ . S'ils permettent bien une optimisation du début des commutations, ils ont des difficultés à optimiser les fins de celles-ci. D'autre part, ils se révèlent difficilement intégrables. Enfin, ils sont sensibles aux dispersions des paramètres du composant commandé, ce qui se révèle pénalisant. Ceci nous a incités à rechercher de nouvelles méthodes de contrôle des formes d'onde permettant de s'affranchir, si possible, de ces inconvénients. Ces nouvelles méthodes devront bien sûr éviter l'utilisation de boucles de contre-réaction, être facilement intégrables et robustes face aux variations de paramètres. Le seul contact de la commande avec le circuit de puissance se fera donc au travers de la grille du composant commandé. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés aux formes des courants et des tensions de grille d'un MBS durant une commutation sinusoïdale, afin d'en tirer des enseignements pour optimiser les formes d'onde sur une partie ou la totalité des commutations.

#### 3.2 Etude de la tension de grille optimale

Nous allons nous intéresser ici à la tension de grille optimale permettant d'obtenir une commutation sinusoïdale. Le but est de trouver des similitudes entre les tensions de grille optimales dans différentes conditions de commutation et de vérifier la faisabilité d'une commande en tension optimisée. Nous détaillerons dans un premier temps la méthode de calcul utilisée. Nous étudierons dans un second temps l'influence des conditions de commutation (retard à l'amorçage, durée de commutation) sur les tensions de grille optimales et sur leurs dérivées. Enfin nous observerons l'influence des variations de paramètres du MBS sur les formes des tensions de grille optimales et sur les formes d'onde de commutation.

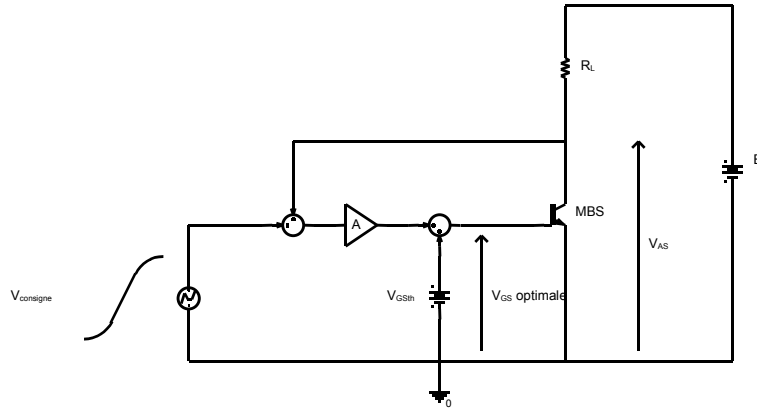
##### 3.2.1. Méthode de détermination de la tension de grille optimale

La détermination des tensions de grille optimales a été réalisée en nous aidant du modèle de MBS que nous avons présenté au chapitre 2.

En supposant que la durée de commutation est courte vis à vis de la demi-période de la tension secteur (ce qui, pour nous, est vrai dans la majorité des cas), on peut estimer que la tension secteur est approximativement constante durant la commutation. En conséquence, le variateur de lumière peut être représenté durant la commutation par un hacheur dévolteur à charge résistive.

Nous avons simulé un tel montage en commandant le MBS du hacheur au travers d'une boucle de contre-réaction en tension (Figure 3-21). L'intérêt de ces simulations est d'obtenir de manière simple la tension  $V_{GS}$  optimale. Celle-ci correspond en effet à la tension de sortie de la

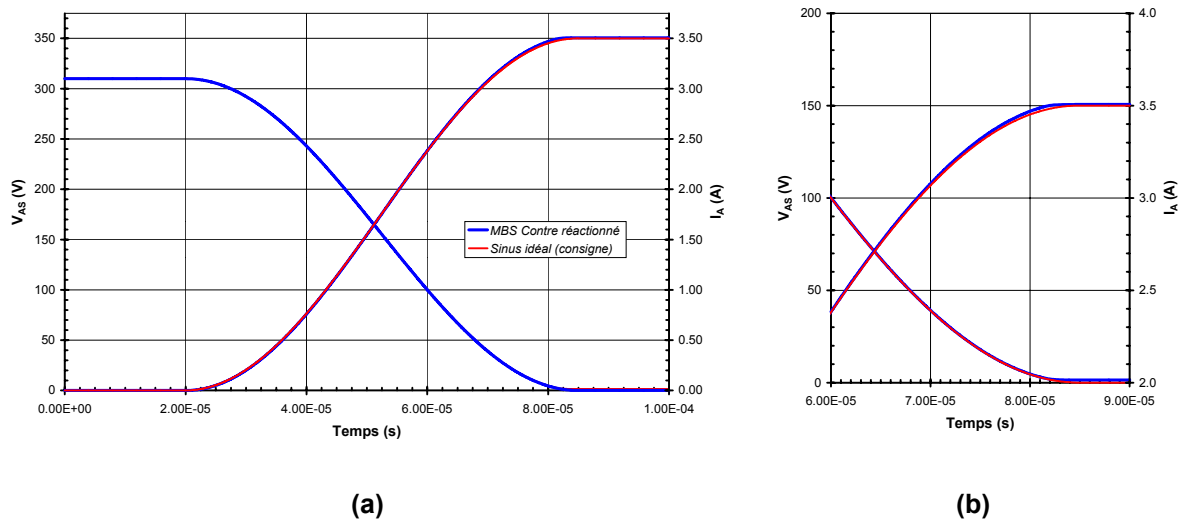
boucle de contre réaction lorsque la tension de consigne correspond à une commutation sinusoïdale. L'utilisation en simulation d'un système contre-réactionné permet d'étudier rapidement l'influence des différents paramètres du circuit sur la tension  $V_{GS}$  optimale.



**Figure 3-21 : schéma de la commande à contre-réaction du MBS**

La grandeur de contrôle de la boucle est la tension  $V_{AS}$  aux bornes du MBS. Durant la commutation, cette tension est comparée à la tension de consigne permettant d'obtenir une commutation sinusoïdale. Le signal d'erreur résultant est amplifié afin d'augmenter le gain de boucle et de diminuer l'erreur de détermination de la tension. Une tension est ensuite ajoutée au signal d'erreur de manière à supprimer la discontinuité générée par la tension de seuil du MBS.

Une comparaison entre la commutation idéale souhaitée (consigne) et la commutation obtenue en simulation par le système de la Figure 3-21 est donnée en Figure 3-22 dans le cas le plus défavorable d'un point de vue CEM, à savoir pour un retard à l'amorçage de 6ms.



**Figure 3-22 : comparaison entre la commutation sinusoïdale et la commutation obtenue avec la boucle de contre-réaction (simulation,  $E=310V$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $t_c=65\mu s$ )**

On peut remarquer une très bonne concordance entre la tension de consigne et la tension obtenue sur la totalité de la commutation. Ceci est normal puisque la tension  $V_{AS}$  est la grandeur

de contrôle de la boucle de contre réaction et indique donc que la simulation fonctionne correctement. La concordance entre le courant  $I_A$  commuté et la commutation idéale est également très bonne. Cependant, on remarque en fin de commutation un léger décalage entre la forme sinusoïdale idéale et le courant obtenu. Ce phénomène est de la même nature que celui rencontré lors des simulations effectuées avec la capacité  $C_{GA}$  optimale. Il s'agit de phénomènes parasites induits par les courants dans les capacités parasites  $C_{GA}$  et  $C_{AS}$  du MBS.

Les tensions obtenues en simulation grâce à la boucle de contre-réaction suivent donc parfaitement la consigne imposée et le courant résultant dans le composant est également proche de celui souhaité. En conséquence, la tension  $V_{GS}$  observée en simulation sur la grille du MBS est bien la tension  $V_{GS}$  optimale permettant d'obtenir une commutation sinusoïdale.

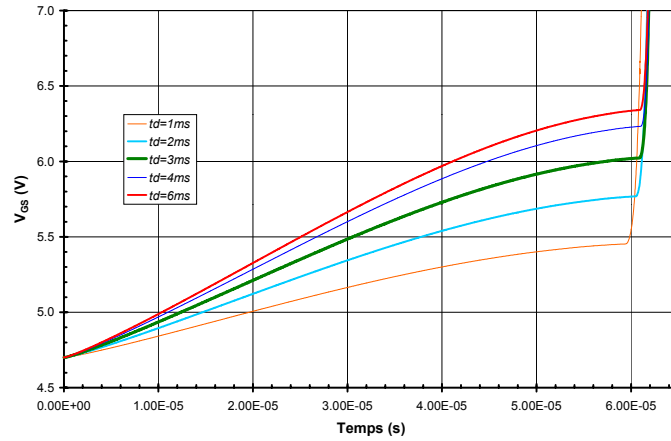
### 3.2.2. Influence des conditions de commutation sur la tension de grille optimale

Nous nous sommes aidés de la méthode présentée précédemment afin de déterminer l'influence du retard à l'amorçage du variateur de lumière sur la tension de grille optimale du MBS.

Le retard à l'amorçage du variateur de lumière modifie la tension secteur aux bornes du composant en début de commutation. Il modifie également le courant commandé par le composant en fin de commutation. En conséquence, la durée de la commutation sinusoïdale optimale varie puisque le courant commuté varie. Deux solutions de commande s'offrent donc à l'utilisateur pour assurer la CEM du système : dans un premier type de commande la durée de commutation est figée sur la durée de commutation nécessaire à la CEM du système lorsque le courant maximal est commuté ; dans un second type de commande, la durée de commutation est modifiée en fonction du retard à l'amorçage du variateur et, en conséquence, du courant commuté. Nous avons calculé les tensions  $V_{GS}$  optimales dans les deux cas afin de pouvoir comparer les difficultés de réalisation des deux approches.

Nous avons tout d'abord effectué des simulations pour différents instants de retard à l'amorçage ( $t_d$ ) en maintenant le temps de commutation figé et égal à la durée de la commutation optimale obtenue pour le retard à l'amorçage le plus perturbateur ( $t_d=6ms$ ). Les seuls paramètres variant durant ces commutations étaient donc le courant maximum commuté et la tension secteur au moment de l'amorçage du MBS. Les formes des tensions  $V_{GS}$  optimales résultantes sont données en Figure 3-23. L'instant de début de la commutation ( $t=0$ ) a été choisi pour  $V_{GS}=V_{GSth}$ .

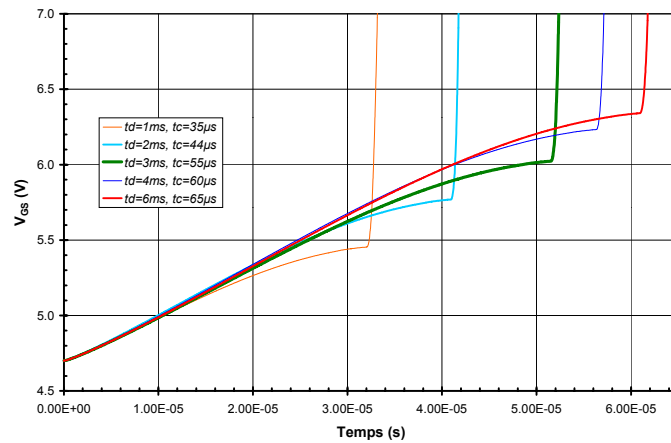
Les tensions obtenues ont des formes similaires pour tous les retards à l'amorçage. La tension  $V_{GS}$  optimale commence à croître de manière linéaire. Au milieu de la commutation la pente de la tension  $V_{GS}$  commence à décroître progressivement et celle-ci tend à s'aplatir. Le composant entre ensuite en saturation et la tension  $V_{GS}$  doit croître brutalement afin d'assurer la conduction du composant avec une faible tension de déchet à ses bornes. Les niveaux de tension de grille varient en fonction du courant commuté par le composant. Ils varient donc en fonction du retard à l'amorçage du variateur.



**Figure 3-23 : influence du retard à l'amorçage sur les tensions  $V_{GS}$  optimales, durée de commutation constante ( $t_c=65\mu s$ )**

Le plateau 'Miller' couramment présent sur les tensions de grille des composants à grille isolée lors des commutations a été 'gommé' par la boucle de contre-réaction. La fin de la commutation n'est donc plus ralentie ce qui permet l'obtention d'une forme de commutation sinusoïdale.

Nous avons effectué les mêmes simulations en optimisant la durée de commutation pour chaque retard à l'amorçage. Les tensions  $V_{GS}$  résultantes sont données en Figure 3-24.



**Figure 3-24 : influence du retard à l'amorçage sur les tensions  $V_{GS}$  optimales, la durée de commutation est optimisée en fonction du retard à l'amorçage**

Les formes des tensions de grille optimales sont similaires à celles obtenues précédemment. Cependant, l'optimisation des durées de commutation rapproche les tensions  $V_{GS}$  optimales en début de commutation. Celles-ci ne s'écartent les unes des autres qu'en fin d'amorçage pour tendre alors vers le niveau de tension de commande ( $V_{Cde}=10V$ ).

La réalisation d'une commande optimisée sans utilisation de boucle de contre réaction peut s'appuyer sur ces deux techniques. Le stockage et la reproduction des tensions de grille optimales

présentées ci-dessus peut être envisagé. Cependant cette méthode a l'inconvénient, comme la commande en contre-réaction, de nécessiter le stockage des tensions  $V_{GS}$  optimisées. D'autre part, il devient nécessaire pour la commande de connaître le retard à l'amorçage ainsi que le courant maximum dans la charge commandée afin d'optimiser la tension de grille en fonction du courant de fin de commutation. La commande obtenue est proche d'un système contre-réactionné avec tous les inconvénients que cela comporte. Une autre technique consiste à utiliser les similitudes entre les formes des tensions  $V_{GS}$  obtenues afin de reconstituer les tensions  $V_{GS}$  optimales. La seule similitude existant entre les différentes tensions  $V_{GS}$  est obtenue lors de la commande des MBS avec une durée de commutation optimisée. Dans ce cas, les tensions de grille sont superposables en début de la commutation et il semble possible de reproduire le début de la commutation de manière simple. Cependant, l'utilisation d'une unique forme de tension de grille afin de commander le MBS pour tous les retards à l'amorçage est rendu impossible par l'écart entre les tensions de grille optimales en fin de commutation. Cet écart faible est en effet amplifié par la transconductance du MBS et induit d'importantes déformations sur les formes d'onde de commutation. La connaissance du courant maximum commuté par le composant est donc obligatoire pour assurer l'optimisation des commutations *via* une commande en tension.

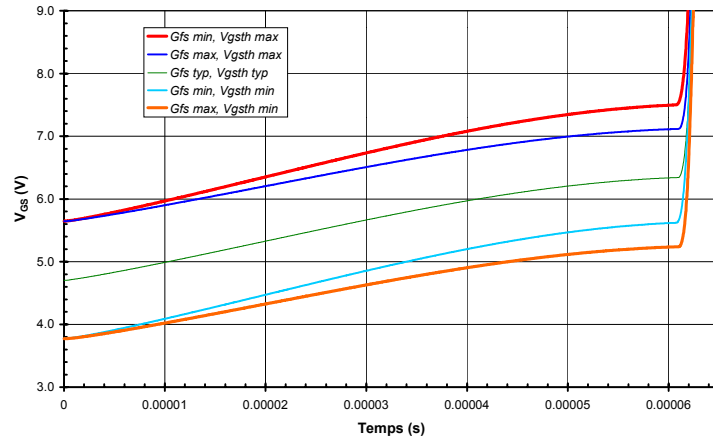
### 3.2.3. Impact des dispersions de paramètres

Comme nous l'avons vu dans le cadre de l'optimisation des commandes  $R_G$ - $C_G$ , les dispersions des paramètres électriques des MBS peuvent avoir une forte influence sur les formes d'onde de commutation. Ceci peut amener d'importantes modifications sur les commutations obtenues par le biais d'une commande en tension optimisée du MBS. Il convient donc d'étudier l'effet de telles dispersions sur les tensions de grille optimales et sur les formes d'onde en utilisant une commande en boucle ouverte reproduisant la tension de grille calculée pour le composant typique.

Comme précédemment, nous nous sommes limités à l'étude de l'influence des variations de la transconductance et de la tension de seuil des composants commandés. En effet, ces deux paramètres électriques sont les plus variables dans le cas d'un composant à grille isolée comme le MBS.

Nous avons tout d'abord comparé les tensions  $V_{GS}$  optimales obtenues en simulation en faisant varier la tension de seuil et la transconductance de  $\pm 20\%$  autour de leurs valeurs typiques. Nous nous sommes limités aux quatre cas extrêmes à savoir :  $[G_{FS} \text{ min}, V_{GSth} \text{ min}]$ ,  $[G_{FS} \text{ min}, V_{GSth} \text{ max}]$ ,  $[G_{FS} \text{ max}, V_{GSth} \text{ min}]$ ,  $[G_{FS} \text{ max}, V_{GSth} \text{ max}]$  (Figure 3-25).

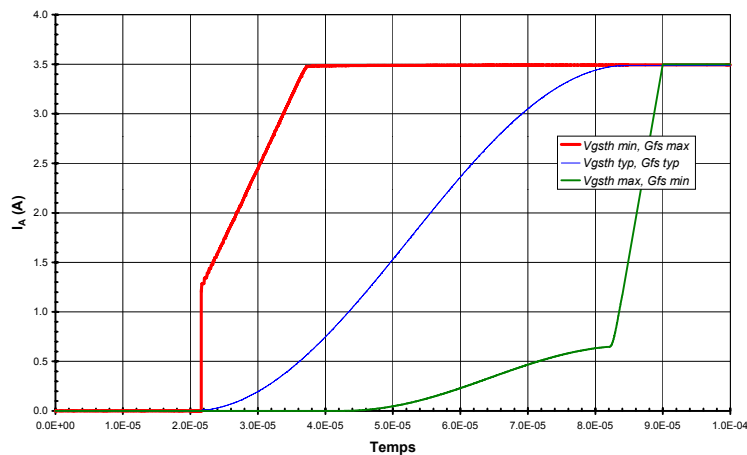
Les variations de la tension de grille optimale sont maximales pour les cas  $[G_{FS} \text{ min}, V_{GSth} \text{ max}]$  et  $[G_{FS} \text{ max}, V_{GSth} \text{ min}]$ . L'écart atteint dans ce cas un maximum de 2,3V, soit une variation de -19% à +17% autour de sa valeur typique. De plus, les variations de transconductance induisent une modification des dérivées de la tension de grille optimale tandis que les variations de tension de seuil induisent un décalage de l'ensemble de la tension de grille optimale sans modification des dérivées.



**Figure 3-25 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur la tension  $V_{GS}$  optimale**

Nous avons effectué des simulations en commandant le MBS par la tension de grille optimale calculée dans le cas typique tandis que nous faisons varier la transconductance et la tension de seuil afin de déterminer l'influence des paramètres sur les formes d'onde.

Les résultats obtenus (Figure 3-26) montrent l'effet désastreux que peuvent avoir les dispersions de paramètres sur un système commandé par une forme de tension typique stockée en mémoire. La diminution de la tension de seuil du composant transforme la commutation sinusoïdale initiale en commutation linéaire. En effet, le niveau de tension appliqué sur la grille du MBS est alors trop élevé et le composant entre en conduction brutalement dès que la tension  $V_{GS}$  'optimale' est appliquée. De la même manière une augmentation de la tension de seuil du composant retarde l'entrée en conduction de celui-ci. La forme du courant est aplatie est présente une remontée brutale en fin de commutation : le composant fonctionne encore dans sa zone linéaire lorsque la tension  $V_{GS}$  remonte brutalement pour assurer la saturation du composant.



**Figure 3-26 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur les formes d'onde lors de la commande du composant sous  $V_{GS}$  optimal.**

Cette étude montre qu'il est impossible de commander le MBS par une source de tension 'idéale' prédéterminée qui puisse fonctionner quelles que soient les dispersions des paramètres des MBS.

### 3.3 Etude du courant de grille optimal

De la même manière que pour la tension de grille, nous allons nous intéresser ici au courant de grille optimal permettant d'obtenir une commutation sinusoïdale. Après avoir présenté la méthode de calcul de celui-ci, nous présenterons ses variations en fonction des différentes conditions de commutation rencontrées dans le variateur de lumière. Puis nous étudierons l'influence des paramètres électriques du MBS sur les formes d'onde de commutation obtenues par la commande optimale.

#### 3.3.1. Méthode de détermination du courant de grille optimal

La détermination du courant de grille optimal peut être réalisée par l'observation du courant fourni à la grille du MBS par la boucle de contre-réaction lors de la simulation du hacheur dévolteur à charge résistive décrit précédemment. Cependant, les formes de courant obtenues sont alors fortement bruitées à cause de la discrétisation de la tension de grille intervenant lors des simulations.

Ceci nous a contraints à calculer les courants  $I_G$  optimaux en résolvant les équations du système lors des commutations du variateur de lumière. Les hypothèses simplificatrices choisies pour ce calcul sont les mêmes que lors du calcul de la capacité  $C_{GA}$  optimale. Nous prenons comme précédemment l'origine des temps ( $t=0$ ) à l'instant où le composant est en limite de conduction ( $V_{GS}=A.V_{GSth}$ ).

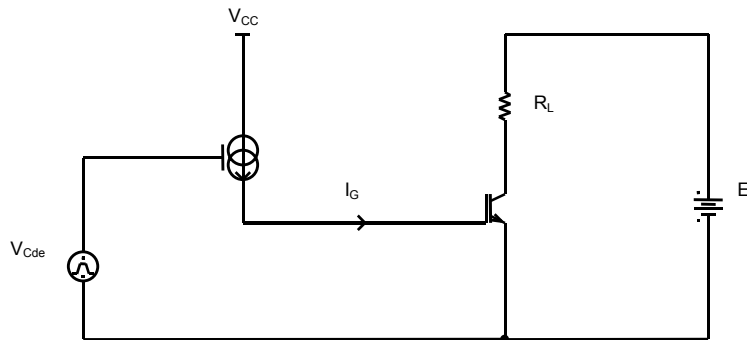


Figure 3-27 : schéma équivalent du variateur de lumière commandé par courant

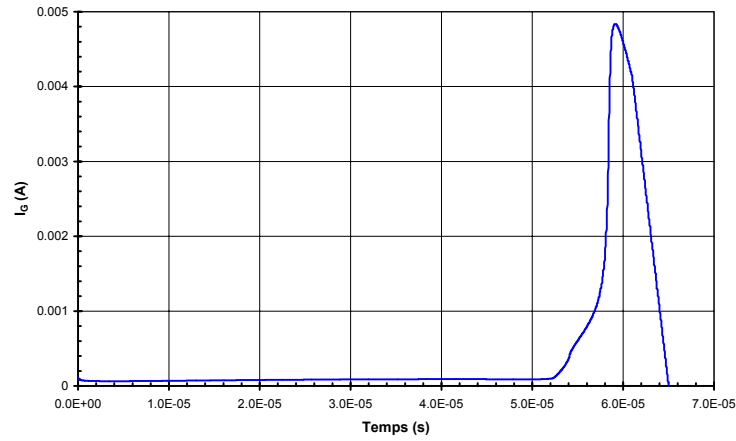
Le courant  $I_G$  injecté dans la grille du MBS est défini par :

$$I_G(t) = C_{GS} \cdot \frac{dV_{GS}}{dt} - C_{GA} (V_{AS}(t) - V_{GS}(t)) \cdot \frac{dV_{AS}}{dt} + C_{GA} (V_{AS}(t) - V_{GS}(t)) \cdot \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (30)$$

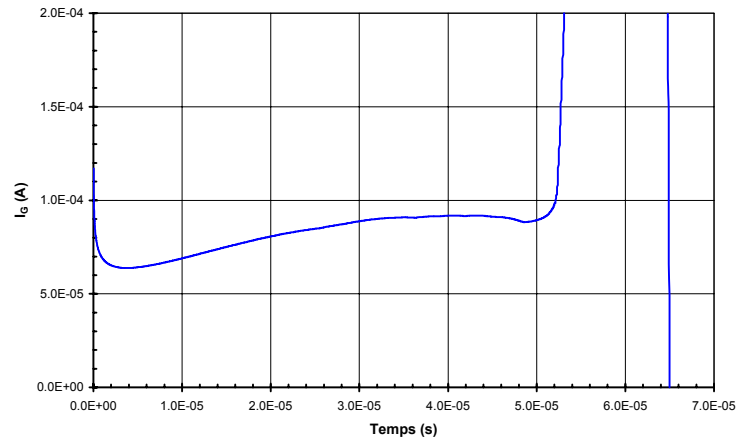
En remplaçant les valeurs des tensions optimales et de leur dérivées données par les équations (16), (26), (29) dans l'équation (30) on obtient le courant  $I_G$  optimal :

$$I_G(t) = \omega_c \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \left\{ \begin{aligned} & \frac{E/2 \cdot C_{GA} (V_{AS}(t) - V_{GS}(t))}{(E + \lambda_0)^{1/n} \cdot \sqrt[n]{\frac{I_{Max}}{2 \cdot B} \cdot (V_{AS}(t) - V_{GS}(t) + \lambda_0)} \cdot \frac{[1 - \cos(\omega_c \cdot t)]^{1-n}}{\{\lambda_0 + E/2 \cdot [1 + \cos(\omega_c \cdot t)]\}^{1+n}}} \\ & \cdot [C_{GS} + C_{GA} (V_{AS}(t) - V_{GS}(t))] \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Connaissant la valeur de  $C_{GS}$  et la forme des variations de  $C_{GA}$  en fonction de la tension à ses bornes, on peut calculer les variations du courant  $I_G$  optimal au cours de la commutation. La forme générale du courant  $I_G$  optimal est donnée en Figure 3-28.



(a)



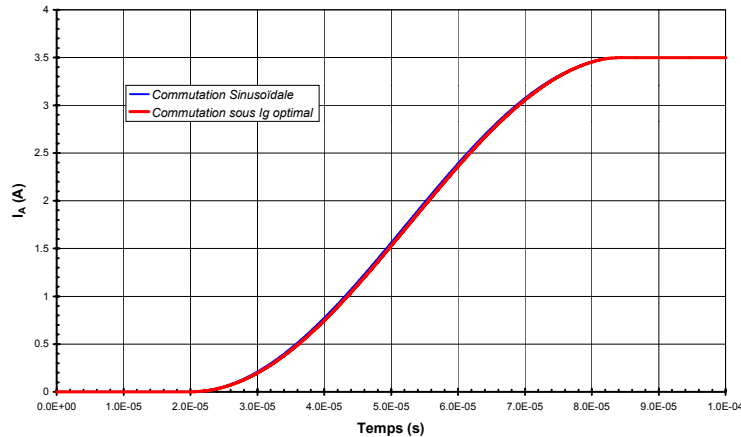
(b)

**Figure 3-28 : courant  $I_G$  optimal pour un retard à l'amorçage de 6ms sur une lampe de 500W - vue générale (a) et zoom sur le plateau (b)**

La forme du courant  $I_G$  optimal obtenu est constituée de deux parties. Sur la majorité de la commutation le courant  $I_G$  est faible et présente une forme légèrement 'vallonée' présentant peu de variations (23% maximum). Ce faible courant augmente ensuite brusquement lors du coude de

fin de commutation afin de charger la capacité  $C_{AG}$  et permettre ainsi d'optimiser le coude de fin de commutation.

Nous avons simulé un hacheur dévolteur à charge résistive commandé par le courant optimal calculé afin de comparer les formes d'onde de commutation obtenues avec la commutation idéale (Figure 3-29).



**Figure 3-29 : formes d'onde obtenues par une commande en courant optimisée (simulation)**

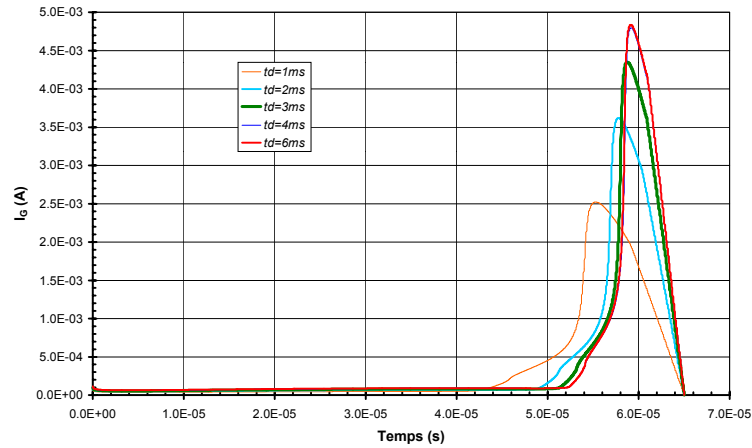
Les formes d'onde simulées et souhaitées présentent une très bonne concordance. Ceci valide les hypothèses simplificatrices prises afin de déterminer le courant  $I_G$  optimal.

### 3.3.2. Influence des conditions de commutation sur le courant de grille optimal

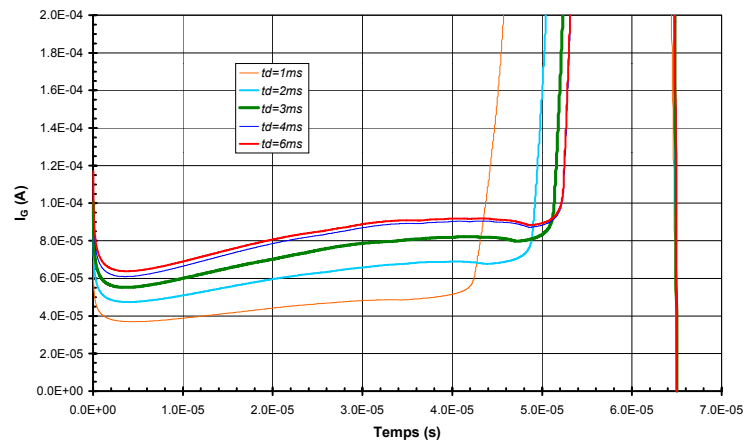
Nous nous sommes intéressés à l'influence des conditions de commutation sur les courants  $I_G$  optimaux au travers de deux paramètres : le retard à l'amorçage du variateur de lumière ( $t_d$ ) et la durée de la commutation ( $t_c$ ).

Nous avons étudié dans un premier temps l'effet du retard à l'amorçage sur le courant  $I_G$  optimal en maintenant la durée de commutation constante ( $t_c=65\mu s$ , Figure 3-30).

Les formes de courant  $I_G$  obtenues varient de manière importante avec le retard à l'amorçage. Ainsi, pour les faibles courants commutés ( $t_d=1ms$ ), le niveau de courant nécessaire pour charger la grille en début de commutation est plus faible que pour les courants commutés plus importants ( $t_d=6ms$ ). D'autre part, pour les faibles courants commutés, le pic de courant permettant d'optimiser la fin de la commutation est moins élevé et plus évasé que pour les forts courants. Ceci est dû à la charge de la grille qui doit être plus lente pour  $t_d=1ms$  que pour  $t_d=6ms$  puisque la vitesse de croissance du courant  $I_A$  nécessaire est plus faible (la durée de commutation est constante tandis que le courant commuté est plus faible). On le voit, les similitudes entre les courants sont faibles et le courant  $I_G$  optimal nécessite ici d'être calculé pour chaque retard à l'amorçage.



(a)



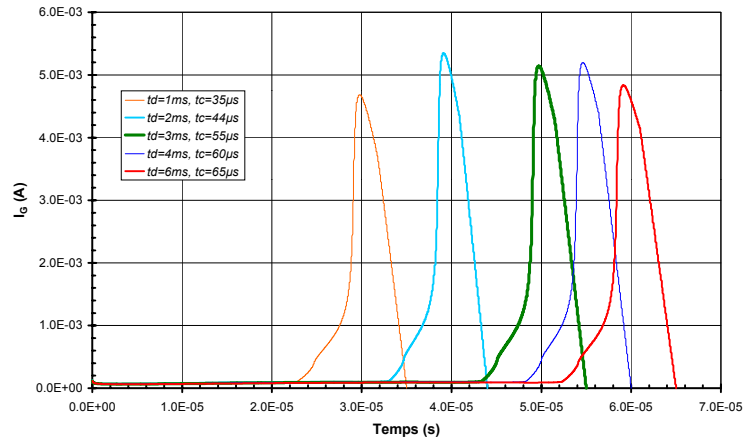
(b)

**Figure 3-30 : influence du retard à l'amorçage sur les courants  $I_G$  optimaux, durée de commutation constante ( $t_c=65\mu s$ ) – vue générale (a) et zoom sur le plateau (b)**

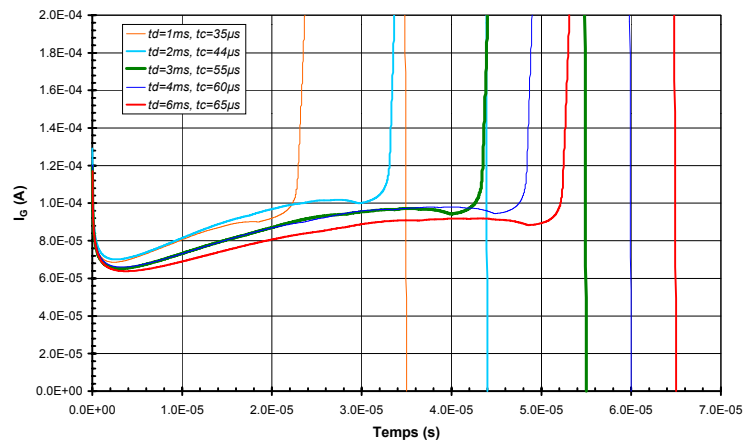
Nous avons également étudié l'influence de la durée de commutation sur le courant  $I_G$  dans le cas où la durée de commutation était optimisée en fonction du courant commuté (Figure 3-31).

L'utilisation d'une durée de commutation optimisée en fonction du retard à l'amorçage a pour effet de diminuer les disparités entre les niveaux et les formes des courants de grille. En effet, la diminution de la durée de commutation lorsque le courant maximum dans la charge diminue tend à uniformiser les dérivées de courant dans la charge. Ceci en retour uniformise le  $dV_{GS}/dt$  et donc le courant de charge de la grille.

Ainsi, si on considère l'écart des courants  $I_G$  au début de la commutation, celui-ci est réduit à  $6\mu A$ , soit 8% de variation. Cet écart est à comparer avec les  $36\mu A$  et 90% d'écart obtenus pour un  $t_c$  constant. D'autre part, les formes des impulsions de courant en fin de commutation sont similaires, l'écart sur les valeurs maximales est de seulement 13% tandis que les durées d'impulsion sont équivalentes (12% d'écart à mi-hauteur).



(a)



(b)

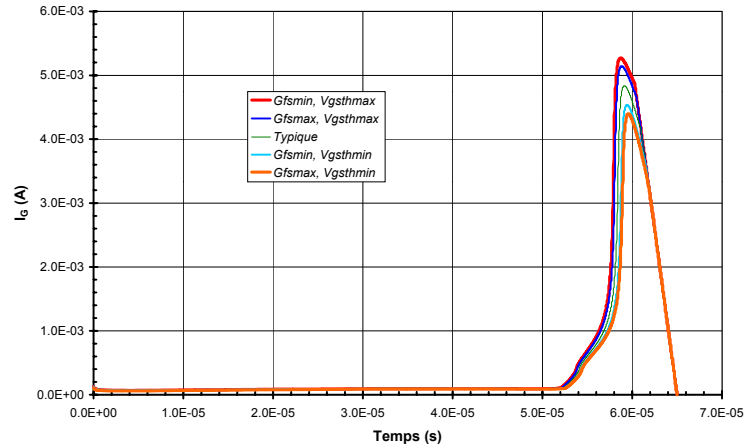
**Figure 3-31 : influence du retard à l'amorçage sur les courants  $I_G$  optimaux, la durée de commutation est optimisée en fonction du retard à l'amorçage – vue générale (a) et zoom sur le plateau (b)**

Au vu des similitudes des courants de grille optimisés, la commande en courant du MBS semble donc présenter une plus grande simplicité de réalisation par rapport à une commande en tension optimisée. Ainsi, une commande avec un courant identique quel que soit le retard à l'amorçage permet de s'approcher du cas où la durée de commutation du composant est optimisée en fonction du retard à l'amorçage.

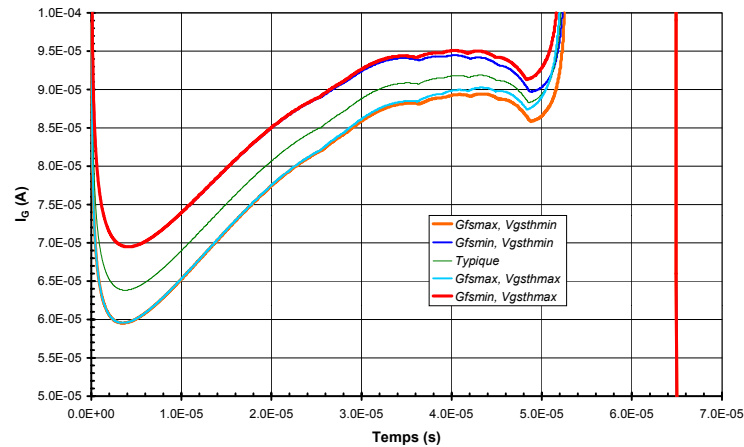
### 3.3.3. Impact des dispersions de paramètres

Si la commande du MBS en courant semble permettre une simplification de la réalisation, il convient de s'intéresser à l'impact des dispersions de paramètres sur les formes d'onde obtenues par une telle commande. En effet, nous avons vu dans le cas de l'étude de la tension de commande optimale que l'influence des dispersions pouvait être rédhibitoire. Nous nous sommes intéressés comme précédemment à l'impact des deux paramètres électriques les plus variables

dans le cas de composants MOS : la transconductance et la tension de seuil. Les variations de ces deux paramètres sont limitées à  $\pm 20\%$  de leur valeur typique en considérant l'influence des dispersions de process et de température. Nous nous sommes placés au retard à l'amorçage le plus perturbateur ( $t_d=6\text{ms}$ ) et nous avons calculé les courants  $I_G$  optimaux pour les quatre cas extrêmes possibles (Figure 3-32).



(a)



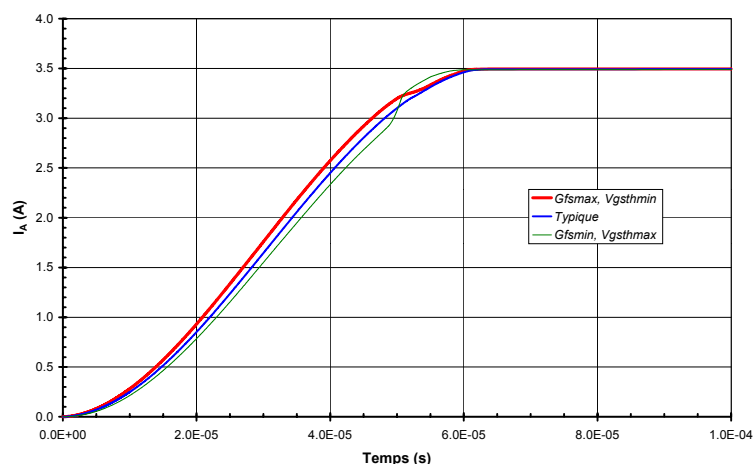
(b)

**Figure 3-32 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur le courant  $I_G$  optimal – vue générale (a) et zoom sur le plateau (b)**

Les courbes de courant obtenues montrent une assez faible dispersion globale. L'écart maximum entre les niveaux de courant au début de la commutation atteint  $10\mu\text{A}$ , soit une variation de  $-6\%$  à  $+7,5\%$  autour de la valeur typique. L'écart entre les valeurs maximales de l'impulsion de courant est quant à lui de  $0,8\text{mA}$ , soit une variation de  $-8,3\%$  à  $+8,3\%$  autour de sa valeur typique. D'autre part, on peut remarquer que l'effet des variations de la tension de seuil du composant sur le courant  $I_G$  optimum est négligeable : les courants  $I_G$  calculés dans les cas  $[G_{FS} \text{ max}, V_{GStH} \text{ min}]$  et  $[G_{FS} \text{ max}, V_{GStH} \text{ max}]$  sont par exemple superposés. Ainsi, alors que pour une commande en tension, les variations dues aux dispersions de la tension de seuil sont les plus importantes, pour

une commande en courant celles-ci sont négligeables. Seule la transconductance conserve ici une influence sur l'amplitude du courant  $I_G$  optimum.

La commande en courant des MBS est peu sensible aux dispersions de paramètres par rapport aux commandes en tension et aux commandes par résistance de grille. Nous avons simulé les formes d'onde du variateur de lumière commandé en courant afin de le vérifier. Nous avons comparé les formes d'onde obtenues pour les deux cas extrêmes de dispersion [ $G_{FS}$  min,  $V_{GSth}$  max] et [ $G_{FS}$  max,  $V_{GSth}$  min] à la forme d'onde obtenue dans le cas du composant typique (Figure 3-33).



**Figure 3-33 : influence des dispersions de tension de seuil et de transconductance sur les formes d'onde obtenues par une commande à  $I_G$  optimal (simulation)**

Nous avons volontairement décalé les courbes obtenues afin de supprimer la variation de retard à la mise en conduction induite par les variations de tension de seuil et nous focaliser ainsi exclusivement sur les différences des formes d'onde.

Les variations de paramètres ont une influence assez faible sur les formes d'onde obtenues lors du début de la commutation. Ainsi, la croissance du courant dans le composant est rendue légèrement plus douce ou abrupte suivant les variations de paramètres. Le  $dI/dt$  lors de la croissance du courant ne varie que de  $-3,4\%$  à  $+1,5\%$  autour de la valeur typique. Cependant, les dispersions de paramètres induisent une discontinuité sur les formes d'onde en fin de commutation. Cette discontinuité est due à la forme de l'impulsion de courant de grille qui n'est plus 'optimale'. Celle-ci intervient ainsi soit trop tôt soit trop tard avec une amplitude soit trop élevée soit trop faible. La tension de grille du composant s'en trouve ainsi modifiée ce qui crée une cassure sur le courant  $I_A$ .

La commande en courant des MBS peut cependant être considérée comme peu sensible aux dispersions de paramètres. La commande en courant permet d'optimiser le début de la commutation des MBS et d'assurer un meilleur contrôle du  $dI/dt$  quelles que soient les dispersions de paramètres du composant.

### **3.4 Conclusion**

Afin de contourner les limitations des commandes classiques d'IGBT, nous avons été amenés à étudier les formes des tensions et courants optimales à fournir à la grille des MBS afin d'assurer une commutation sinusoïdale. Nous avons étudié les influences des retards à l'amorçage, des durées de commutation et des dispersions des paramètres sur les formes d'onde des composants commandés par ces signaux idéaux. Le but de l'étude était de s'aider des éventuelles similitudes de formes et de valeurs afin de définir de nouvelles méthodes de commande permettant d'assurer la CEM du variateur de lumière

L'étude des tensions  $V_{GS}$  optimales en fonction des retards à l'amorçage et des durées de commutation a montré une certaine similitude des formes de tension obtenues. Cependant, les niveaux de tension sont variables en fonction des retards à l'amorçage et des durées de commutation et dépendent étroitement des courants commutés. Ceci implique pour le système une connaissance du retard à l'amorçage et de la charge commandée afin d'assurer une commutation ayant une forme correcte. Le problème majeur des commandes en tension est leur sensibilité aux dispersions de paramètres du composant commandé. Ainsi, la tension de seuil et la transconductance ont pour effet de modifier de manière importante les formes des tensions de grille optimales. Ceci se traduit par une déformation importante des formes d'onde de commutation qui rend inexploitable toute commande basée sur la reproduction d'une tension de grille donnée. L'utilisation d'une boucle de contre réaction semble le seul moyen fiable pour s'affranchir des problèmes de dispersion rencontrés par les commandes en tension.

Nous avons également calculé les courants de grille optimaux en fonction du retard à l'amorçage du variateur de lumière pour une durée de commutation fixe. Les formes de courant obtenues présentent dans ce cas de fortes différences de formes et de valeurs. Cependant, lorsque la durée de commutation est adaptée au courant commuté (donc au retard à l'amorçage), les écarts se réduisent et les formes des courants de grille optimaux deviennent similaires, tant de par leur forme générale que de par les niveaux de courants mis en jeu. Cette particularité peut offrir l'opportunité de réaliser une commande de MBS optimale intrinsèquement adaptée à toutes les conditions de commutation. D'autre part, l'étude de l'influence de la tension de seuil et de la transconductance du MBS sur les formes du courant optimal a montré que cette influence était faible. Ainsi, les formes d'onde obtenues par une commande utilisant un courant de grille optimal sont peu modifiées par les variations des paramètres électriques du composant. Seule la fin de commutation présente de fortes discontinuités dans les dérivées des formes d'onde.

La faible sensibilité de la commande en courant aux variations du retard à l'amorçage et des paramètres du MBS va nous permettre d'optimiser le début de la commutation tout en nous affranchissant de l'inconvénient majeur des commandes de type R-C : leur sensibilité excessive aux dispersions des paramètres du MBS.

## 4. Etude et réalisation d'une commande à courant constant des MBS

### 4.1 Introduction

La commande en courant des composants à grille isolée semble, au vu des simulations réalisées précédemment, le moyen le plus commode pour s'affranchir en grande partie des effets des dispersions de paramètres sur les commutations. Ce type de commande est donc industriellement intéressant puisqu'il permet de garantir le respect des normes CEM des systèmes, sans pour autant nécessiter la prise en compte des effets néfastes des dispersions de paramètres. Cependant, si la forme de commutation obtenue est sinusoïdale, elle nécessite de reproduire une forme de courant de grille complexe. Ceci n'est pas souhaitable pour des raisons de simplicité et peut même conduire à générer, nous l'avons vu, de légères déformations sur les formes d'onde obtenues (effet des dispersions de paramètres). Nous avons donc cherché à simplifier la forme de courant à générer afin de bénéficier des bienfaits d'une commande en courant de la grille des MBS tout en conservant une commande de grille relativement simple.

La forme du courant de grille optimal présente une zone où le courant est faiblement variable, suivie d'un pic de courant. Ceci nous a conduit à chercher à optimiser le début de la commutation en commandant la grille du MBS sous courant constant. Le courant de grille choisi a pour niveau le minimum des courants de grille optimisés ce qui correspond dans notre cas particulier à un courant de grille de  $65\mu\text{A}$ .

Nous allons nous intéresser dans un premier temps aux performances CEM de la commande sous courant constant puis nous analyserons les influences des dispersions de paramètres dues aux procédés de fabrication et aux variations de température.

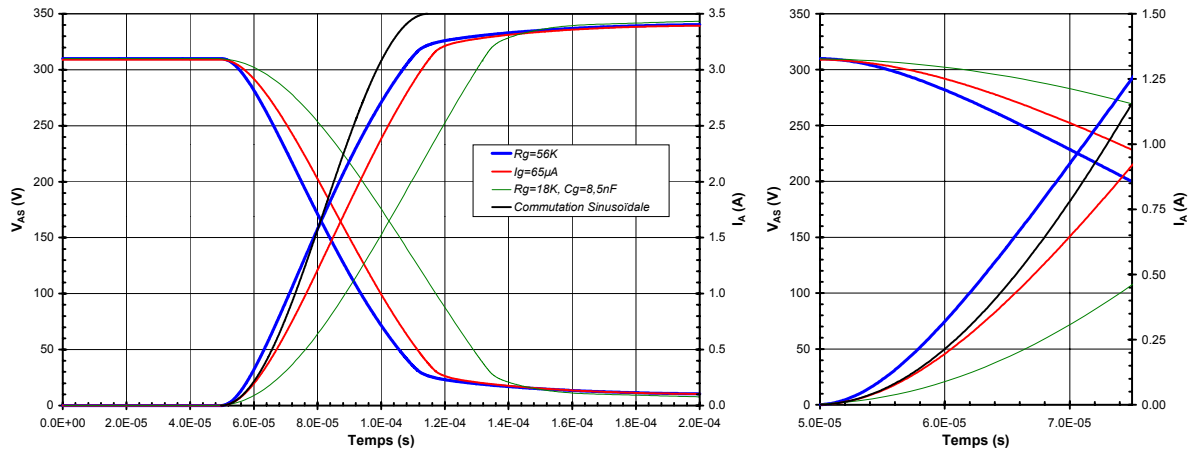
### 4.2 Analyse de la commande sous courant constant

Les essais de la commande sous courant constant ont été réalisés dans un premier temps en simulation afin de comparer ses performances à celles des circuits de commande classiques dans des conditions strictement équivalentes. Nous avons ensuite validé les résultats obtenus en réalisant un variateur de lumière à MBS commandé en courant.

#### 4.2.1. Performances du système simulé

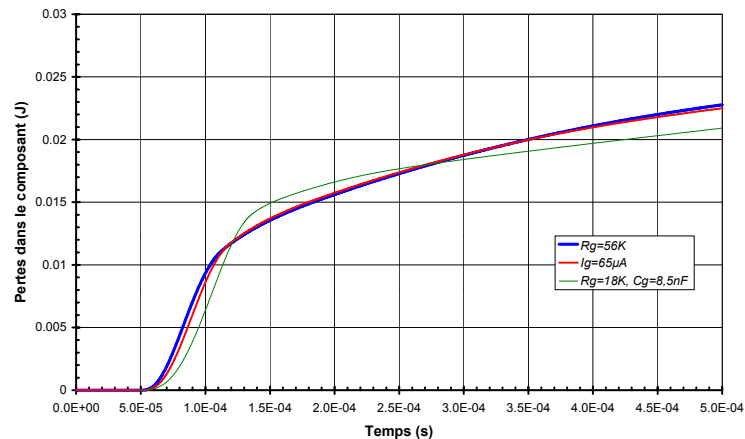
Nous allons ici déterminer par simulation les performances du variateur de lumière à commande à courant constant en termes de pertes à la commutation et de perturbations électromagnétiques générées. Nous comparerons les résultats obtenus grâce à la commande sous courant constant avec ceux des commandes  $R_G$  et  $R_G-C_G$  compatibles CEM.

Nous avons dans un premier temps comparé les formes de commutation obtenues en simulation pour les différentes commandes (Figure 3-34).



**Figure 3-34 : comparaison des formes d'onde de commutation simulées pour les commandes  $I_G$  constant,  $R_G$ ,  $R_G$ - $C_G$  'CEM' ( $t_d=6\text{ms}$ ,  $P=500\text{W}$ )**

Les résultats montrent que la commande sous  $I_G$  constant présente un début de commutation très proche du sinus idéal. Le coude de début de commutation est moins abrupt que celui obtenu avec une commande  $R_G$  simple, tout en étant plus rapide que celui de la commande  $R_G$ - $C_G$  'CEM'. La forme de commutation s'éloigne ensuite de la commutation idéale et présente une pente de croissance plus lente que celle-ci. La croissance du courant obtenue est cependant plus rapide que dans le cas de la commande  $R_G$ - $C_G$  'CEM' et d'une vitesse similaire à celle obtenue avec une simple résistance de grille. Le coude de fin de commutation est quant à lui très proche de celui obtenu avec une commande par résistance de grille. Il est plus abrupt que celui d'une commande  $R_G$ - $C_G$  CEM. L'entrée en saturation est cependant plus lente, ce qui se traduit, comme nous le verrons, par des pertes de commutations plus élevées.

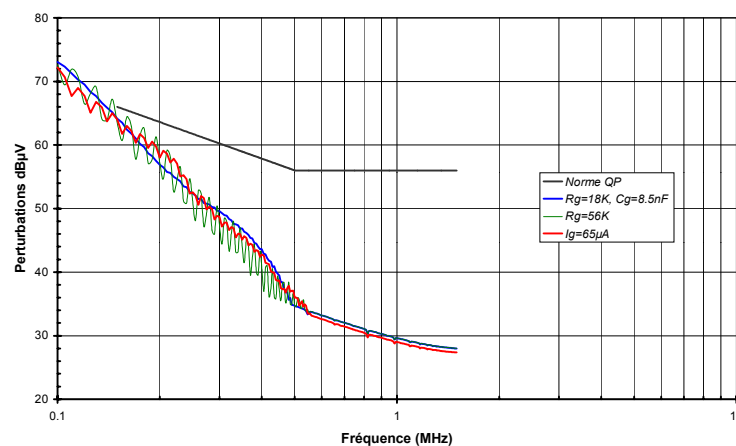


**Figure 3-35 : évolution des pertes lors des commutations simulées pour les commandes  $I_G$  constant,  $R_G$  et  $R_G$ - $C_G$  'CEM'**

La durée de commutation obtenue dans le cas de la commande sous courant constant est de  $61\mu\text{s}$ , soit un gain de 3% par rapport à la commande par résistance de grille et de 20% par rapport à la commande  $R_G$ - $C_G$  'CEM'. Le calcul des pertes dissipées lors de la commutation donne

des résultats différents. Ainsi, les pertes obtenues lors de la commutation atteignent 21,3mJ dans le cas de la commande sous courant constant, soit un gain de 3,2% par rapport à une commande par résistance de grille classique (22mJ de pertes) mais une augmentation de 21% par rapport à la commande  $R_G$ - $C_G$  'CEM' (17,5mJ de pertes). Cette dernière différence de pertes est due à la lenteur du coude de fin de commutation de la commande sous courant constant. Ceci a pour effet d'éliminer le gain procuré par un début de commutation plus rapide.

La simulation des perturbations électromagnétiques générées par la commande sous courant constant montre que celle-ci permet au variateur de lumière de respecter les normes de perturbations électromagnétiques. Ces perturbations sont du même ordre de grandeur que celles obtenues grâce à une commande par résistance de grille ou par le réseau  $R_G$ - $C_G$  'CEM' (Figure 3-36).



**Figure 3-36 : comparaison des perturbations électromagnétiques simulées pour les commandes  $I_G$  constant,  $R_G$  et  $R_G$ - $C_G$  'CEM' (secteur 230V,  $t_d=6ms$ )**

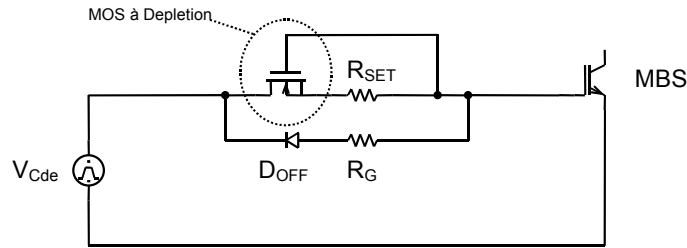
La commande sous courant constant des MBS permet donc de respecter, en simulation, les normes de perturbations électromagnétiques. L'évaluation des performances de cette commande en terme de pertes de commutation montre que celle-ci présente des pertes légèrement inférieures à une commande par résistance de grille mais supérieures aux pertes d'une commande par réseau  $R_G$ - $C_G$ .

#### 4.2.2. Validation expérimentale

Les simulations que nous avons effectuées nous ont permis d'obtenir une première approximation des performances d'un variateur de lumière commandé sous courant constant. Il convient cependant de s'assurer de la véracité des informations recueillies en vérifiant expérimentalement les performances du système.

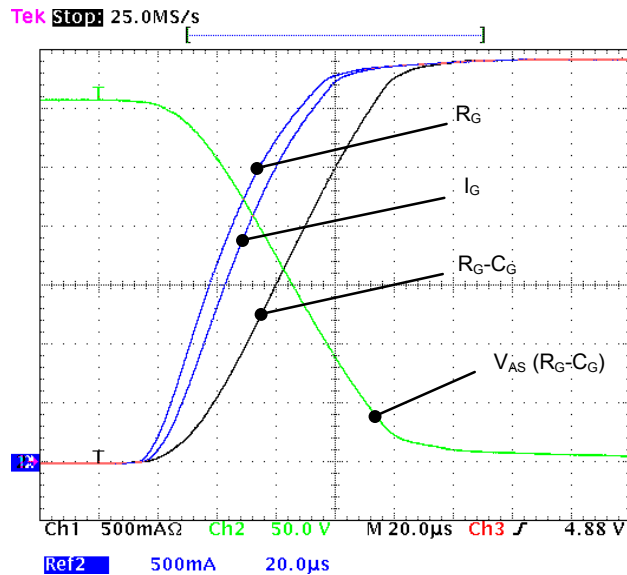
Nous avons donc effectué des mesures sur un variateur de lumière à MBS commandé, à la fermeture, par une source de courant constante. La source de courant a été obtenue par l'utilisation d'un MOS à déplétion et d'une résistance permettant de modifier la valeur du courant

fournis à la grille du composant. L'ouverture du MBS était quant à elle contrôlée de manière classique grâce à une résistance de grille (Figure 3-37).



**Figure 3-37 : Circuit de commande de grille utilisant une source de courant**

Le variateur utilisé contrôle une lampe de 500W sur une tension secteur de 230V. Les oscillogrammes des formes d'onde de commutation obtenues grâce à la commande sous courant constant ont été comparés à ceux obtenus dans le cas de commandes  $R_G$  et  $R_G-C_G$  'CEM' (Figure 3-38). Les formes d'onde ont été recueillies pour un retard à l'amorçage de 6ms.



**Figure 3-38 : comparaison des formes d'onde de commutation mesurées pour les commandes  $R_G$ ,  $R_G-C_G$  et  $I_G$  constante**

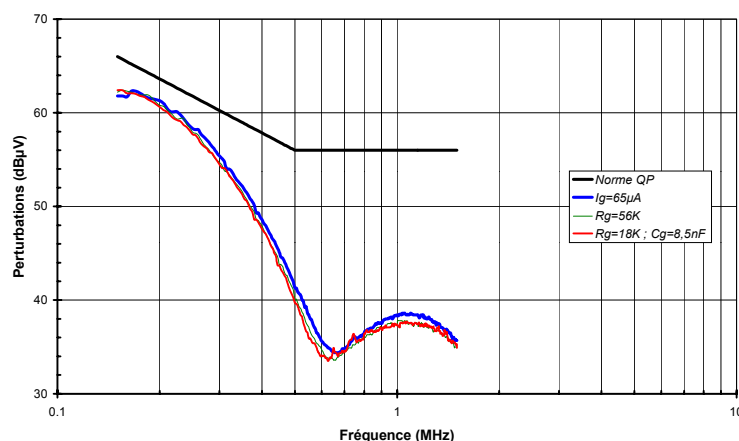
Les formes d'onde obtenues montrent une bonne concordance avec les simulations. Ainsi, la commande à courant constant reste, en termes de temps de montée, la plus rapide avec 56,4μs de temps de montée, soit 2,6% de moins que pour la commande  $R_G$  (57,9μs) et 13% de moins que la commande  $R_G-C_G$  'CEM' (65μs).

La mesure des pertes de commutation de la commande à courant constant confirme les résultats de simulation. Ainsi, la mesure des pertes de commutation de la commande à courant constant est de 19,5mJ, soit un gain de 4,9% par rapport à la commande  $R_G$  (20,5mJ). Les pertes obtenues sont cependant supérieures de 18,2% par rapport à celles de la commande  $R_G-C_G$  'CEM' (16,5mJ).

Les performances de la commande à  $I_G$  constant en termes de durée de commutation et de pertes lors des commutations sont donc en bon accord avec les prévisions des simulations. De légers écarts subsistent mais sont dus aux inévitables imprécisions dont sont entachées mesures et simulations et aux variations des conditions de commutation (tensions, courants) et aux composants parasites.

Afin de valider la commande sous courant constant, il convient de vérifier que le variateur de lumière obtenu respecte bien les normes CEM. Pour ce faire, nous avons mesuré les perturbations électromagnétiques générées par celui-ci. Ces mesures ont été effectuées sur un banc de mesure CEM conforme aux prescriptions de la norme CISPR 16-1 [57]. Les essais ont été effectués avec un retard à l'amorçage de 6ms afin de générer le niveau de perturbations maximum.

Le variateur de lumière commandé par une source de courant constant génère un niveau de perturbations inférieur au gabarit de la norme EN55015. Le niveau des perturbations générées est similaire aux niveaux générés par les commandes par résistance de grille et par réseau  $R_G$ - $C_G$  'CEM'.



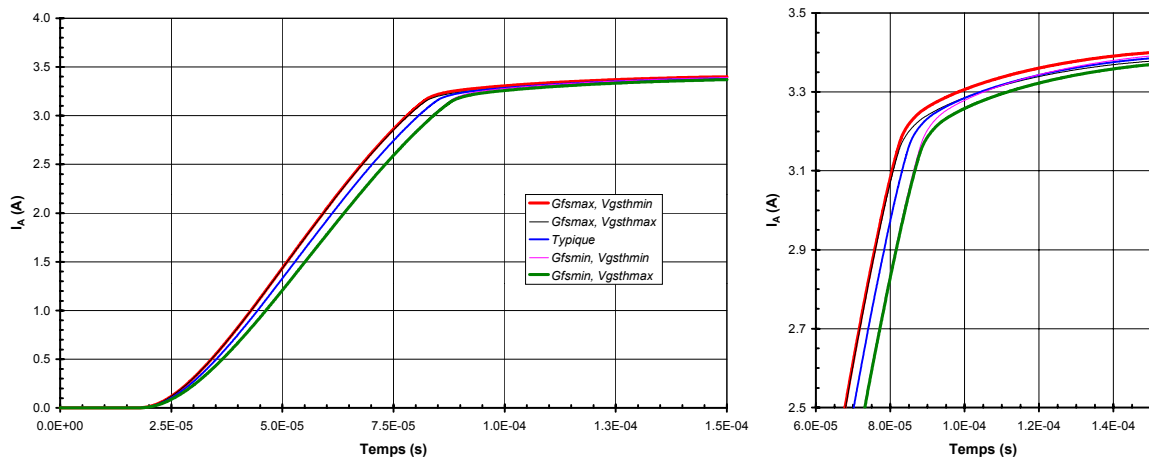
**Figure 3-39 : comparaison des mesures de perturbations générées par la commande sous courant constant et les commandes  $R_G$  et  $R_G$ - $C_G$  ( $t_d=6ms$ , Lampe de 500W)**

### **4.3 Influence des variations de paramètres sur les formes d'onde**

Les dispersions des paramètres électriques peuvent, nous l'avons vu, avoir un effet important sur les formes des commutations générées par les commandes classiques. Les commandes en courant des composants isolés semblent être moins sensibles à ces variations de paramètres. Nous allons nous assurer ici que la commande sous courant constant permet de s'affranchir également de l'influence des paramètres (tension de seuil et transconductance). La simulation nous permettra de vérifier l'influence des dispersions extrêmes de ces paramètres sur les formes d'onde tandis que des essais sur des composants soigneusement sélectionnés nous permettront de valider expérimentalement les résultats obtenus.

#### 4.3.1. Simulation de l'effet des dispersions maximales

Les variations de transconductance et de tension de seuil maximales peuvent être engendrées par les variations des procédés de fabrication ainsi que par les variations de la température de jonction du composant. La variation globale est alors comprise dans une fourchette de  $\pm 20\%$  autour de la valeur typique. Nous avons reproduit en simulation ces variations de transconductance et de tension de seuil suivant les quatre cas extrêmes possible ( $[G_{FS} \text{ min}, V_{GSth} \text{ min}]$ ,  $[G_{FS} \text{ min}, V_{GSth} \text{ max}]$ ,  $[G_{FS} \text{ max}, V_{GSth} \text{ min}]$ ,  $[G_{FS} \text{ max}, V_{GSth} \text{ max}]$ ). Les formes d'onde obtenues ont ensuite été comparées (Figure 3-40).



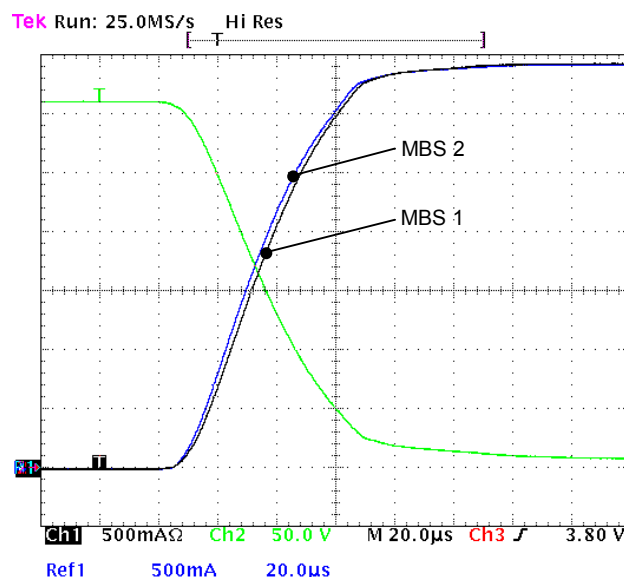
**Figure 3-40 : influence des dispersions de paramètres sur les formes d'onde obtenues par une commande sous courant constant des MBS (simulation)**

Les dispersions des commutations obtenues sont plus faibles que dans le cas des commandes classiques. D'autre part, la commande sous courant constant s'affranchit presque totalement de l'influence de la tension de seuil du composant puisque les commutations obtenues dans les cas  $[G_{FS} \text{ min}, V_{GSth} \text{ min}]$  et  $[G_{FS} \text{ min}, V_{GSth} \text{ max}]$  sont confondues sur la majeure partie de la commutation. Seule subsiste dans ce cas une légère modification des coudes de fin de commutation. Les durées de commutation varient de  $58,4\mu\text{s}$   $[G_{FS} \text{ max}, V_{GSth} \text{ min}]$  à  $63,1\mu\text{s}$   $[G_{FS} \text{ min}, V_{GSth} \text{ max}]$ , soit une variation de  $-4,3\%$  à  $+3,5\%$  autour de la durée de commutation typique de  $61\mu\text{s}$ . Les pertes de commutation simulées varient quant à elles de  $19,7\text{mJ}$  à  $22,8\text{mJ}$  autour de la valeur typique de  $21,3\text{mJ}$ , ce qui correspond à une variation de  $-7,5\%$  à  $+7\%$  autour de celle-ci. Ces variations des pertes sont à rapprocher de celles obtenues dans le cadre de l'étude des commandes classiques à résistance de grille (c.f. paragraphe 2.5). Les variations obtenues avoisinaient dans ce cas les 50% ( $-30\%$  à  $+60\%$ ).

#### 4.3.2. Essais et validation

Nous avons reproduit l'essai de dispersion réalisé au paragraphe 2.5 sur un hacheur dévolteur à charge résistive commandé par la source de courant. Les composants utilisés sont les mêmes que dans le cas de la commande par résistance de grille. Les valeurs de la tension de seuil et de la transconductance de chacun des composants sont données Figure 3-19. Les formes

d'onde obtenues montrent peu de variations entre les deux commutations. Cette impression est renforcée par une comparaison rapide entre la Figure 3-20 (commande classique) et la Figure 3-41 (commande sous courant constant). Alors que dans la première les pentes des commutations sont totalement différentes, elles sont très proches dans la seconde.



**Figure 3-41 : comparaison des formes d'onde obtenues pour deux composants ayant des caractéristiques différentes, commandés par courant constant ( $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

Seul un léger écart entre les pentes de commutation est visible lors de la comparaison des formes d'onde de commutation sous courant constant. Les durées de commutation obtenues varient de  $58,4\mu s$  à  $57,4\mu s$ , soit une variation de 1,7%. Les pertes par commutation varient quant à elles de  $19,15mJ$  à  $18,86mJ$ , soit un écart de 1,5%.

|       | Commande $R_G$       |                       | Commande $I_G$ constant |                       |
|-------|----------------------|-----------------------|-------------------------|-----------------------|
|       | Durée de commutation | Pertes de commutation | Durée de commutation    | Pertes de commutation |
| MBS 1 | $70,6\mu s$          | $19,3mJ$              | $58,4\mu s$             | $19,15mJ$             |
| MBS 2 | $42,3\mu s$          | $12,3mJ$              | $57,4\mu s$             | $18,86mJ$             |
| Ecart | -40%                 | -36%                  | -1,7%                   | -1,5%                 |

**Figure 3-42 : comparaison des durées de commutation et des pertes de commutation obtenues avec une commande classique par résistance de grille et une commande sous courant constant**

Les résultats obtenus sont comparés dans le tableau de la Figure 3-42 à ceux obtenus avec une commande par résistance de grille (paragraphe 2.5). On le voit ici, la commutation sous courant constant permet de diminuer de manière importante la sensibilité des commutations aux

variations de paramètres des composants. Ceci permet d'obtenir des variateurs de lumière aux performances CEM moins fluctuantes en termes de pertes mais aussi de perturbations électromagnétiques générées.

#### **4.4 Intérêts de la commande sous courant constant**

L'utilisation d'une commande à courant constant permet d'optimiser le début des commutations des composants à grille isolée. Les pertes obtenues grâce à une telle commande 'CEM' sont légèrement inférieures à celles obtenues par une commande par simple résistance de grille (4,9%). Ces pertes sont cependant nettement supérieures à celles d'une commande  $R_G$ - $C_G$  respectant les normes CEM. Cet écart est principalement dû à la lenteur de l'entrée en saturation du MBS commandé par la source de courant.

Cependant, le principal avantage de la commande sous courant constant est sa quasi-insensibilité aux variations de tensions de seuil et sa faible sensibilité aux variations de transconductance. Ceci n'est pas le cas des commandes utilisant des résistances de grille ( $R_G$ ,  $R_G$ - $C_G$ ). Le concepteur doit prendre en compte, dans le cas de ces commandes, des variations de durée de commutation pouvant atteindre 45%. Ceci l'oblige à utiliser des marges de sécurité importantes afin que les systèmes puissent, une fois industrialisés, respecter les normes CEM dans tous les cas. Les pertes de commutation typique sont alors plus importantes que le niveau nécessaire au respect des limites de la norme EN55015. La relative insensibilité de la commande en courant permet au concepteur de réduire de manière importante la marge de sécurité qu'il s'impose. L'écart maximum sur les pertes de commutation passe ainsi de 60% (résistance de grille) à 7,5%.

Les pertes de commutation plus élevées de la commande sous courant constant par rapport à une commande  $R_G$ - $C_G$  se trouvent ainsi compensées par la diminution de la marge de sécurité que permet cette commande.

La commande en courant des composants à grille isolée reste amplement perfectible. En effet, nous nous sommes contentés ici de commander la grille des MBS au travers d'une source de courant constante. On peut cependant tout à fait envisager de faire tendre la forme du courant vers la forme du courant optimum définie au paragraphe 3.3. Il en résulterait une forme d'onde de commutation plus proche de la sinusoïde optimale et en conséquence des pertes à la commutation réduites.

On peut également envisager d'utiliser une commande en courant lors de l'ouverture des composants. Cependant, cette possibilité sortant du cadre de cette étude, elle n'a pas été envisagée plus avant.

## 5. Conclusion

L'utilisation de composants à grille isolée dans les variateurs de lumière permet, nous l'avons vu, un contrôle précis des formes d'onde de commutation afin de diminuer les perturbations électromagnétiques générées par le système. Une des contraintes majeures pour le concepteur est alors d'optimiser de manière fiable le rapport pertes en commutation / perturbations générées par le système. De nombreuses méthodes de commande de composants à grille isolée permettent de réaliser ce type d'optimisation. Cependant, la majorité d'entre elles, dédiées à des systèmes contrôlant des charges inductives, sont inappropriées à la diminution des perturbations électromagnétiques lors du contrôle de charge résistives. Certaines des commandes applicables aux variateurs de lumière ont un coût de mise en œuvre trop élevé pour pouvoir être utilisées dans des applications grand public. Seule l'utilisation d'une commande par réseau R-C permet actuellement d'optimiser les pertes de commutation d'un variateur de lumière n'utilisant pas de filtre secteur.

Nous avons développé dans un premier temps une méthode permettant de définir les couples  $R_G$ - $C_G$  qui assurent des débuts de commutation proches de la commutation sinusoïdale idéale. Les essais ont montré que les pertes obtenues étaient alors proches de l'optimum. Cependant, les formes d'onde obtenues ne permettent pas de respecter les normes de perturbations électromagnétiques. Cette non conformité est due au coude de fin de commutation qui n'est pas modifié par une telle commande et génère ainsi des perturbations. L'optimisation du coude de fin de commutation est envisageable par ajout d'une capacité entre la grille et l'anode du composant. Bien qu'intéressante en termes de pertes de commutation et de perturbations générées, le calcul de la capacité  $C_{GA}$  optimale a montré que celle-ci était difficilement réalisable. L'augmentation de la résistance de grille permet au système de respecter les normes CEM au prix de pertes de commutation plus élevées. Le principal inconvénient de ces méthodes de commande reste cependant leur extrême sensibilité aux paramètres électriques du composant commandé. Ceux-ci variant d'un composant à l'autre de manière parfois importante (jusqu'à  $\pm 20\%$  pour les transconductances et tensions de seuil), les formes d'onde de commutation se trouvent modifiées, ce qui a pour inconvénient de générer des perturbations pouvant dépasser les limites normatives. Il est donc nécessaire d'utiliser d'importantes marges de sécurité afin de permettre aux variateurs industrialisés de respecter les normes de perturbations électromagnétiques dans tous les cas. Ceci a pour conséquence de générer des pertes de commutation plus élevées.

La sensibilité excessive des commandes classiques aux dispersions de paramètres des composants commandés nous a incités à rechercher de nouvelles méthodes de commande permettant d'assurer l'optimisation des formes d'onde de manière fiable. Le calcul et l'étude des courants et tensions optimums à fournir à la grille des MBS ont montré que les commandes en tension des composants à grille isolée étaient plus sensibles aux variations de transconductance et tension de seuil qu'une commande en courant. Ceci nous a conduits à envisager la commande des MBS au travers d'une source de courant. Nous avons choisi de valider le principe de la commande en courant en contrôlant le composant par une source de courant constante.

Les résultats obtenus tant en simulation qu'expérimentalement ont montré que cette commande permet d'optimiser le coude de début de commutation. Les pertes de commutation générées sont légèrement inférieures à celles d'une commande par résistance de grille. Elles sont cependant plus élevées que celles d'une commande  $R_G$ - $C_G$ . Les résultats des essais confirment la faible sensibilité de la commande sous courant constant vis à vis des paramètres électriques du composant commandé. Elle autorise en conséquence le concepteur à réduire la marge de sécurité qu'il s'impose et à diminuer d'autant les pertes du variateur de lumière. Les pertes globales obtenues sont alors au niveau d'une commande de type  $R_G$ - $C_G$ .

Ces résultats ont montré la faisabilité de la commande des composants à grille isolée au travers de sources de courant. Les résultats obtenus avec un courant constant sont intéressants. Cependant on peut envisager de diminuer, dans l'avenir, de manière substantielle les pertes de commutation de cette commande en modifiant la forme du courant fourni à la grille des composants de manière à approcher la forme de courant optimum.



---

## **CONCLUSION GÉNÉRALE**

---



# CONCLUSION GÉNÉRALE

Les variateurs de lumière sont des dispositifs domestiques éprouvés et largement répandus. Leurs concepteurs tentent cependant de les améliorer et notamment de réduire leur taille et leur coût afin de permettre leur intégration sous forme de variateurs muraux. Cette diminution de taille passe nécessairement par l'élimination du filtre secteur qui assure la CEM de ces dispositifs. Les perturbations électromagnétiques étant principalement issues des commutations des interrupteurs de puissance utilisés, la compatibilité électromagnétique du système doit alors être assurée par l'électronique de commande de ceux-ci.

Le travail que nous avons présenté ici a consisté à définir un circuit de commande permettant d'assurer la compatibilité électromagnétique des variateurs de lumière utilisant des composants de type MBS. Le but recherché était d'obtenir des commutations générant un spectre de perturbations inférieur au gabarit normatif, sans engendrer des pertes de commutation trop importantes. En effet, la diminution des perturbations générées par les commutations est réalisée par une augmentation des durées de commutation des interrupteurs de puissance. Nous nous sommes donc orientés vers l'obtention de formes d'ondes de commutation permettant d'obtenir le meilleur ratio pertes par commutation/perturbations électromagnétiques générées : des travaux précédents menés notamment au LMP ont défini la commutation sinusoïdale comme étant la commutation générant le moins de pertes de commutation.

Nous avons mené dans un premier temps une étude des contraintes imposées aux systèmes de variation de lumière. Cette étude nous a permis de définir l'influence des différentes charges commandables sur la CEM du système. Les charges résistives (lampes à incandescence) sont apparues comme étant les plus contraignantes vis à vis de l'optimisation du compromis 'pertes par commutation / perturbations électromagnétiques'.

Ceci nous a amenés à étudier le comportement du MBS lors de son amorçage sur charge résistive afin de saisir l'influence des différents paramètres du composant sur les formes d'ondes de commutation de celui-ci. Pour ce faire, nous avons réalisé un modèle comportemental basé sur les paramètres électriques du composant. Ce modèle a permis de représenter l'amorçage du composant avec une bonne précision et d'obtenir une estimation correcte des perturbations électromagnétiques. Des simulations effectuées avec cette représentation électrique nous ont permis d'analyser l'influence relative de chaque paramètre du MBS sur les formes d'ondes d'amorçage. Les résultats obtenus montrent que la caractéristique statique du composant (tension de seuil, transconductance, effet 'Early') et la capacité  $C_{GS}$  influencent le début de la commutation, tandis que la capacité  $C_{GA}$  est prépondérante dans la détermination de la forme du coude de fin de commutation. La capacité  $C_{AS}$  du composant n'a aucun impact notable sur les formes d'onde et elle peut être négligée.

Les enseignements tirés de cette étude de l'amorçage des MBS nous ont permis d'étudier les circuits de commande permettant d'optimiser les formes d'onde. L'étude bibliographique des différentes méthodes de commande employées pour optimiser les commutations des composants

à grille isolée nous a montré que la majorité de celles-ci étaient destinées au contrôle des commutations sur charge inductive dans une topologie hacheur. Très peu sont donc utilisables dans le cadre d'un amorçage sur charge résistive. On peut citer les commandes utilisant des boucles de contre-réaction et les commandes utilisant un réseau R-C. Les commandes à contre-réaction étant trop lourdes à mettre en œuvre pour une application grand public, nous nous sommes attachés à l'étude des commandes utilisant des réseaux R-C. Nous avons dans un premier temps développé une méthode, en partie basée sur le modèle de MBS présenté précédemment, permettant d'optimiser les valeurs des couples  $R_G$ - $C_G$  afin d'obtenir un début de commutation sinusoïdal. Les résultats obtenus avec une telle commande sont intéressants, puisqu'une commande  $R_G$ - $C_G$  'CEM' permet de réduire de manière importante les pertes de commutation dans le composant par rapport à une commande par résistance de grille CEM. Cependant, l'étude de l'influence des dispersions de paramètres des composants commandés sur les formes d'ondes de commutation obtenues a montré que ces commandes présentent une sensibilité excessive aux dispersions de tension de seuil et de transconductance. Cette sensibilité est pénalisante dans le cadre d'une production industrielle car elle entraîne une augmentation des pertes pour la majorité des composants.

Cet inconvénient nous a poussés à développer un nouveau type de commande permettant d'assurer un amorçage des MBS faiblement perturbateur et générant peu de pertes de commutation, tout en présentant une faible sensibilité aux variations des paramètres du composant. L'étude des tensions et courants de grille optimaux permettant d'obtenir des commutations sinusoïdales a montré la bonne répétabilité des commandes en courant par rapport aux commandes en tension. Partant de ce constat, nous avons défini un circuit de commande sous courant constant des MBS et l'avons appliqué à un variateur de lumière commandant une lampe halogène de 500W. Les essais du circuit, tant en simulation qu'expérimentalement, ont montré la faible sensibilité des formes d'onde obtenues aux dispersions de tension de seuil et de transconductance. D'autre part, les pertes de commutation obtenues dans le cas typique sont comprises entre celles de la commande  $R_G$ - $C_G$  CEM et de la commande classique par résistance de grille. Outre ces performances en terme d'optimisation des commutations, cette commande est aisément intégrable. Nous avons débuté son intégration au sein de la société STMicroelectronics dans un circuit de commande plus large permettant de contrôler les commutations des MBS dans les variateurs de lumière mais également de protéger le composant contre les éventuelles surintensités. Ce circuit, associé aux MBS, permettra de fournir aux concepteurs de variateurs de lumière une solution complète assurant la fonction 'variateur de lumière universel compatible CEM sans filtre secteur'.

Bien que débouchant sur un produit industrialisable, le travail effectué ici est loin d'être terminé. Il offre de nombreuses perspectives de développement.

Ainsi, la représentation électrique du MBS est actuellement satisfaisante pour décrire l'amorçage du MBS, cependant elle n'est pas capable de décrire son ouverture. L'extension du modèle à l'ouverture des MBS nécessitera une amélioration de la représentation de la zone

saturée du composant. Elle nécessitera également la prise en compte du phénomène de courant de queue qui n'a pas été étudié ici. Ceci permettra de fournir aux utilisateurs un modèle global utilisable pour simuler tout type de circuit à base de MBS.

D'autre part, l'étude de la commande en courant des composants à grille isolée n'en est qu'à ses débuts. Ainsi, seul le début de la commutation du composant a été complètement optimisé. Nous travaillons actuellement sur des méthodes de commande qui permettront d'optimiser la fin de la commutation du composant et de faciliter son entrée en saturation. Cette étude est d'un grand intérêt pour obtenir une diminution encore plus importante des pertes de commutation.

Enfin, nous nous sommes intéressés ici exclusivement à un circuit de commande dédié à l'amorçage des composants à grille isolée. Cependant, la recherche d'un circuit permettant d'optimiser l'ouverture de ces composants ne serait pas dénuée d'intérêt. La commande en courant semble *a priori* intéressante pour insensibiliser la commande aux variations des paramètres. Le principal défi sera d'obtenir un raccordement faiblement perturbateur entre le blocage du courant de porteurs minoritaires et l'allure du courant de queue. L'optimisation de l'ouverture des composants à grille isolée permettrait ainsi de réaliser des variateurs de lumière à 'recentrage de phase' compatibles tant en ce qui concerne les perturbations conduites haute fréquence que le contenu harmonique des courants absorbés sur le réseau



---

## **ANNEXES**

---

|                                                                                              |            |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>ANNEXE 1 : Représentation des capacités variables dans le simulateur PSpice .....</b>     | <b>159</b> |
| <b>ANNEXE 2 : Programmes MATLAB de calcul des capacités <math>C_G</math> optimales. ....</b> | <b>161</b> |
| Programme principal :.....                                                                   | 161        |
| Fonction de minimisation : .....                                                             | 163        |
| <b>ANNEXE 3 : Programme MATLAB de calcul de la capacité <math>C_{GA}</math> optimale ...</b> | <b>165</b> |
| <b>ANNEXE 4 : Programme MATLAB de calcul du courant de grille optimum</b>                    | <b>167</b> |

# ANNEXE 1 : Représentation des capacités variables dans le simulateur PSpice

La modélisation de composants à grille isolée nécessite de modéliser des capacités variables en fonction de la tension à leurs bornes. Ce type de composant n'étant pas directement disponible dans les simulateurs électriques, il convient d'en émuler le comportement en utilisant les composants disponibles dans les simulateurs.

PSpice met à la disposition de l'utilisateur des blocs 'comportementaux' (ABM Blocks) permettant de remplir de telles fonctions. Nous nous sommes servis de ces blocs et du travail présenté par K-Sheng et al [58] pour représenter des capacités variables.

Nous avons utilisé la mise en parallèle d'une capacité fixe générant un courant d'appel de type  $I = C \cdot \frac{dV}{dt}$  et d'une source de courant commandée permettant de rétablir le courant d'appel correct de la capacité que nous souhaitons représenter.

La source de courant commandée peut être gérée soit par un tableau de valeurs contenant les couples tension/capacité résultant des mesures soit par une équation dont les paramètres sont ajustés en fonction des mesures :

- tableau de valeurs : les points de mesures (V,C) sont contenus dans un tableau de valeurs. Le courant d'entrée dans la capacité découle alors d'une simple multiplication du courant dans la capacité unitaire ( $i=C \cdot dV/dt$ ) par la valeur effective de la capacité à la tension considérée :  $I = I_{\text{Cunitaire}} \cdot (C(V) - 1)$ .
- équation : Les capacités parasites du MBS ont un comportement lié à celui des capacités de diffusion des jonctions PN et des capacités MOS présentes dans la structure du composant. Nous pouvons donc représenter de manière simplifiée le comportement des capacités parasites du composant par des capacités de jonction. Ces capacités suivent une loi de la forme :

$$C(V) = \frac{C_0}{\left[1 + \frac{V}{\Phi_B}\right]^n} \quad (32)$$

Où  $C_0$  est la valeur de la capacité à zéro volt,  $\Phi_B$  est le potentiel de jonction,  $n$  un coefficient lié à la forme de la jonction et  $V$  est la tension aux bornes de la capacité (avec  $V > -\Phi_B/2$ ).

Le premier type de représentation est plus flexible et plus rapide à mettre en œuvre car il suffit de lui fournir les points de mesures : toutes les formes de capacités peuvent être réalisées. Elle a cependant pour inconvénient de générer des discontinuités dans la dérivée de la forme de capacité obtenue. Il y a en effet discrétisation des mesures, ce qui entraîne des 'sauts' de valeurs.

D'autre part, elle est gourmande en place mémoire si l'on désire une bonne précision de représentation.

La seconde méthode est limitée à la représentation de capacités de jonction et demande de traiter les données à travers un logiciel d'optimisation afin d'obtenir les paramètres de l'équation. Elle a l'avantage d'être moins "gourmande" en ressources.

Les capacités parasites du MBS étant un mélange de mise en parallèle et en série de capacités de jonction et de capacités MOS, la forme de capacité devant être représentée est très variable, nous nous sommes donc servis de la première méthode de représentation afin de prendre en compte les capacités parasites dans la représentation électrique du MBS.

## ANNEXE 2 : Programmes MATLAB de calcul des capacités $C_G$ optimales

### Programme principal :

```
function [a1]=Cgearly(fichier,estimation,tfin,pas,E,R,tc,Rg);

% fonction CGearly(fichier,estimation,duree,pas,E,R,tc,Rg);
%
%   Calcul de la capacité Cg permettant d'optimiser la commutation
%
%   fichier = fichier de sauvegarde des couple [Vgs,Cg]
%   estimation = première estimation par l'utilisateur de la valeur de Cg
%   à Vgs=Vgsth (initialise le calcul)
%   tfin = durée de commutation pour laquelle on arrête le calcul de Cg
%   pas = pas de calcul en secondes
%   E = tension aux bornes de l'interrupteur en début de commutation
%   R = résistance de charge
%   tc = durée de la commutation sinusoïdale désirée
%   Rg = résistance de grille

%Variables locales

vgth=4.57;           %tension de seuil de grille/source
vcom=10;             %tension de la sortie du push pull
ts=tfin;             %temps de simulation maximumu cas
w=pi/tc;             %pulsation
Imax=E/R;            %courant maximum en bout de commutation

%Paramètres de la partie linéaire de la représentation électrique

m=2.31;
k=0.781;
A=1.06;
early=1270;
vgthb=A*vgth;

%Chargement des fichiers texte contenant les capacités inter-électrodes
%de l'interrupteur

fich=load('cds.txt');
x=fich(:,1);
y=fich(:,2);
fich1=load('cgs.txt');
x1=fich1(:,1);
y1=fich1(:,2);
fich2=load('cgd.txt');
x2=fich2(:,1);
y2=fich2(:,2);

%Initialisation des variables

Id=[];
Vds=[];
Cgt=[];
```

```
Vgs=[];  
Vdg=[];
```

```
%Interpolation de Cgd pour t=0, Vds=E
```

```
Cgd(1)=(interp1(x2,y2,E))*1e-12;
```

```
%Calcul de Cg en fonction du temps
```

```
%Ouverture du fichier de sauvegarde
```

```
Sauv=fopen(fichier,'w+');
```

```
%Paramètres pour la fonction de minimisation
```

```
options=optimset('Display','off'); %Pour Matlab 5.3 : pour ne pas  
%afficher l'évolution des erreurs  
xo(1)=estimation; % premiere estimation par la personne  
h=1;
```

```
for t=pas:pas:ts
```

```
    %Calculs des paramètres pour la fonction de minimisation
```

```
    temps(h)=t;  
    Id(h)=Imax/2*(1-cos(w*t));  
    Vds(h)=E-R*Id(h);  
    Cds(h)=interp1(x,y,Vds(h));  
    a1(h)=Cds(h)*1e-12*R*Imax/2*w*sin(w*t); %Cds.dVds/dt
```

```
    if isnan(xo(h))==1  
        xo(h)=estimation;  
    end;  
    if xo(h)<1e-9  
        xo(h)=estimation;  
    end;  
    if isnan(Cgd(h))==1  
        Cgd(h)=Cgd(h-1);  
    end;
```

```
%Calcul de Cg optimisé : appel de CGearly2 au travers de 'fzero'
```

```
Cgt(h)=fzero('CGearly2',xo(h),options,t,Rg,vcom,k,m,a1(h),  
    Id(h),vgthb,Cgd(h),Imax,w,R,E,early);
```

```
%Calcul de la tension Vgs au point de calcul considéré
```

```
den=1+(w*Rg*(Cgt(h)+Cgd(h)))^2;  
Vgs(h)=(vgthb-vcom-(R*Imax/2*w^2*Cgd(h)*Rg^2*(Cgt(h)  
+Cgd(h)))/den)*exp(-(t)/(Rg*(Cgt(h)+Cgd(h))))+vcom  
+((R*Imax/2*w^2*Cgd(h)*Rg^2*(Cgt(h)+Cgd(h)))/den)*cos(w*t)  
-(w*R*Rg*Imax/2*Cgd(h)/den)*sin(w*t);  
Cgs=interp1(x1,y1,Vgs(h))*1e-12;  
Cgf(h)=(Cgt(h)-Cgs)*1e9;
```

```
%Enregistrement du point de calcul dans le fichier de sortie
```

```
line=[Vgs(h),Cgf(h)];  
fprintf(Sauv,'%c\t %c\r\n',line);
```

```
%Initialisation des paramètres pour le pas de calcul suivant
```

```
h=h+1;  
xo(h)=Cgt(h-1);
```

```

        Vdg=Vds(h-1)-Vgs(h-1);
        Cgd(h)=(interp1(x2,y2,Vdg))*1e-12;
    end

fclose all;

```

```
%Fin de la fonction Cgearly
```

## Fonction de minimisation :

```

function f=CGearly2(xx,temps,Rg,vcom,k,m,a1,Id,vgthb,
                  Cgd,Imax,w,R,E,early);

% Fonction destinée à être utilisée avec la fonction de minimisation
% 'fzero' afin de déterminer la capacité Cg optimale pour assurer une
% commutation sinusoïdale

f1=exp(-(temps)/(Rg*(xx+Cgd)));
den=1+(Rg*(xx+Cgd)*w)^2;
vg=(vgthb-vcom-(R*Imax/2*w^2*Cgd*Rg^2*(xx+Cgd))/den)*f1+vcom
    +((R*Imax/2*w^2*Cgd*Rg^2*(xx+Cgd))/den)*cos(w*temps)
    -(w*R*Rg*Imax/2*Cgd/den)*sin(w*temps);
f=((k*(vg-vgthb)^m)*(E-(R*Id)+early)/(vg-vgthb+early))-a1-Id
    -vcom/Rg+vg/Rg+xx*(vcom-Cgd*R*Rg*Imax/2*w*sin(w*temps)
    -vg)/(Rg*(xx+Cgd));

%Fin de la fonction Cgearly2

```



## ANNEXE 3 : Programme MATLAB de calcul de la capacité $C_{GA}$ optimale

```
function cgasimple (Fichierresultat,td,tc,Vcom,Rg,Cg,Vdechets,R)

%cgasimple (Fichierresultat,td,tc,Vcom,Rg,Cg,Vdechets,R)
%
%   Fonction permettant le calcul de la capacité  $C_{ga}=f(V_{ag})$ 
%   le résultat est stocké dans un fichier texte (Tab delimited)
%
%   On suppose que le terme  $V_{ag} \cdot dC_{ga}$  est négligeable
%
%Paramètres d'entrée :
%
%   Fichierresultat = nom du fichier texte dans lequel sera enregistré
%                   le résultat
%   td = retard à l'amorçage (s)
%   tc = durée de la commutation (s)
%   Vcom = tension de commande (V)
%   Rg = résistance de grille (Ohms)
%   Cg = Capacité ajoutée sur la grille (F)

%Paramètres du polynôme  $I_a-V_{gs}$ 

K = 0.781;
A = 1.06;
n = 2.31;
Vgsth = 4.57;

%Paramètres du circuit gradateur

U = 325;
Cgs = 1.165e-9+Cg;

%Calculs

E = U.*sin(100.*pi.*td);

result=[];
p=tc/2^9;

for t=0:p:tc

    Vas = (((E-Vdechets)./2).*(1+cos(t.*pi./tc)))+Vdechets;
    dVas = -(((E-Vdechets)./2).*(pi./tc).*sin(t.*pi./tc));
    Vgs = (((E-Vdechets)./(2.*K.*R)).*(1-cos(t.*pi./tc))).^(1./n)
          + (A.*Vgsth);
    Vag = Vas-Vgs;

    if (1-cos(t.*pi./tc))==0

        dVgs=1;

    else

        dVgs = (((E-Vdechets)./(2.*K.*R)).^(1./n)
                .* (pi./n).*(tc).*sin(t.*pi./tc)
                .* (1-cos(t.*pi./tc)).^(1-n)./n);

    end

end
```

```
Cga = (((Vcom-Vgs)./Rg) - (Cgs.*dVgs))./(dVgs-dVas);  
result=[result;t Vag Cga];  
  
end  
  
%Ecriture de la matrice dans le fichier resultat  
  
dlmwrite(Fichierresultat,result,',');  
fclose all;  
  
%Fin de la fonction Cgasimple
```

## ANNEXE 4 : Programme MATLAB de calcul du courant de grille optimum

```
function igearly (fichierresultat,fichiercga,td,tc,Imax,Vrms,
                 freseau,Gfs,Vt)

%Fonction permettant le calcul du courant Ig à fournir à la grille du
%composant pour obtenir une commutation sinusoïdale le résultat est
%stocké dans un fichier texte (Tab delimited)
%
%On suppose que le terme  $V_{ag} \cdot dC_{ga}$  est négligeable
%
%Paramètres d'entrée :
%
%   fichierresultat = nom du fichier texte au format tabulé dans lequel
%                   sera enregistré le résultat
%   fichiercga = nom du fichier tabulé dans lequel sont stockées les
%               valeurs de Cga
%   td = retard à l'amorçage
%   tc = durée de la commutation
%   Imax = courant coupé
%   Vrms = tension efficace du réseau alternatif utilisé
%   freseau = fréquence du réseau alternatif utilisé

%Vérification de l'appel correct de la fonction

if nargin<7

    error('igearly(''fichierresultat.txt'', ''fichierCga.txt'',retard à
        l''amorçage,durée de commutation,courant coupé,tension
        reseau,frequence reseau)'');

end

%définition des constantes

%Paramètres du polynôme Ia-Vgs

K = 0.781*Gfs;
A = 1.06;
n = 2.31;
Vgsth = 4.57*Vt;
Early = 1350;

%tension de mesure de Ia=f(Vgs)

Vgsmes = 16;

%Capacités parasites du MBS

Cga = dlmread(fichiercga,'\t');
Cga(:,2) = Cga(:,2)*1E-12;
Cgs = 1.1e-9;

%Calcul des paramètres du circuit gradateur
```

```
%Calcul de la tension à l'instant de fermeture du VD-DCS
%N.B. : On suppose que la tension secteur reste constante durant
%la commutation du VD-DCS
% => tc négligeable devant la période réseau

E = Vrms.*sqrt(2).*sin(2.*pi.*freseau.*td);

%Calcul de la pulsation du Sinus optimal pour le raccordement
%de la commutation

W = pi/tc;

%Définition du vecteur temps

t=[];

for i=1:1:(2^12+1)
    t(i,1)=(i-1)*tc/2^12;
end

%Calcul de Cga en fonction du temps

%Calcul de la tension Vag : Vas est connue puisque c'est un sinus,
%Ia est connu aussi et est un cosinus. De Ia on déduit le Vgs optimal
%en passant par la caractéristique Ia=f(Vgs) du composant. On obtient
%alors la valeur de Vag sur la durée de la commutation

Vag = ((E./2).*(1+cos(W.*t)))-(((Imax./(2.*K))
.*(1-cos(W.*t)).*(16+Early))./(((E./2)
.*(1+cos(W.*t)))+Early)).^(1./n)+A.*Vgsth);

%Par interpolation on obtient les valeurs de Cga pour chaque instant
%de la commutation

Cgat = interp1(Cga(:,1),Cga(:,2),Vag,'linear');

%Calcul de Ig

Ig = W.*sin(W.*t).*((E./2).*Cgat)+(((E+Early)./n)
.*((Imax.*(16+Early))./(2.*K)).^(1./n))
.*((1-cos(W.*t)).^(1./n)-1)).*(Early+((E./2)
.*(1+cos(W.*t)))).^(-1-(1./n))).*(Cgs+Cgat));

%Affichage de Ig

plot(t,Ig);

%Création de la matrice (temps,courant Ig) résultat

resultat=[t Ig];

%Ecriture du resultat dans le fichier

dlmwrite(fichierresultat,resultat,',');

%fin de la fonction igoptim
```





---

## **GLOSSAIRE**

---



## GLOSSAIRE :

|                   |                                                                                                                        |
|-------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $\lambda_0$ :     | Tension d'Early.                                                                                                       |
| $\omega_C$ :      | Pulsation de la sinusoïde permettant d'obtenir la commutation sinusoïdale de durée $t_C$ (rad/s).                      |
| $\Delta t$ :      | Durée du premier plateau dans une commande CATS.                                                                       |
| $\Delta V_{ON}$ : | Tension du premier plateau d'une commande CATS.                                                                        |
| A :               | Abréviation d'Anode.                                                                                                   |
| $C'_{GA}$ :       | Capacité à ajouter en parallèle à la capacité $C_{GA}$ du MBS pour assurer la CEM du système.                          |
| $C_{AK}$ :        | Capacité anode-cathode d'un composant.                                                                                 |
| $C_{AS}$ :        | Capacité anode-source du MBS.                                                                                          |
| CATS :            | Commande Autour de la Tension de Seuil. Principe de commande de composants à grille isolée proposée par N. Idir et al. |
| CEM :             | Compatibilité Electro-Magnétique.                                                                                      |
| CFL :             | Compact Fluorescent Lamp. Lampes fluorescentes compacte, souvent appelées lampes à 'économie d'énergie'.               |
| $C_G$ :           | Capacité à ajouter en parallèle de la capacité $C_{GS}$ du MBS afin d'obtenir la capacité $C_G$ optimale.              |
| $C_{GA}$ :        | Capacité grille-anode d'un composant.                                                                                  |
| $C_{GA}$ :        | Capacité grille-anode du MBS.                                                                                          |
| $C_{GK}$ :        | Capacité grille-cathode d'un composant.                                                                                |
| $C_{GS}$ :        | Capacité grille-source du MBS.                                                                                         |
| $C_{iss}$ :       | Capacité d'entrée, sortie en court-circuit d'un quadripôle.                                                            |
| $C_{oss}$ :       | Capacité de sortie, entrée en court-circuit d'un quadripôle.                                                           |
| $C_{rss}$ :       | Capacité de transfert d'un quadripôle.                                                                                 |
| DIAC :            | Diode for Alternating Current.                                                                                         |
| E :               | Tension de commutation maximale.                                                                                       |
| FFT :             | Fast Fourier Transform. transformée de Fourier rapide.                                                                 |
| G :               | Abréviation de Grille.                                                                                                 |
| Gfs :             | Transconductance.                                                                                                      |

|                              |                                                                                                                                                                        |
|------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $I_{A \text{ Early}}$ :      | Dans la représentation électrique du MBS, composante du courant d'anode due à l'effet 'Early'.                                                                         |
| $I_{A \text{ Gfs}}$ :        | Dans la représentation électrique du MBS, composante du courant d'anode due à la caractéristique linéaire.                                                             |
| $I_{A \text{ linéaire}}$ :   | Dans la représentation électrique du MBS, composante du courant d'anode due à la zone linéaire ( $I_{A \text{ linéaire}} = I_{A \text{ Gfs}} + I_{A \text{ Early}}$ ). |
| $I_{A \text{ saturé}}$ :     | Dans la représentation électrique du MBS, composante du courant d'anode due à la zone saturée.                                                                         |
| $I_A$ :                      | Courant d'anode du MBS.                                                                                                                                                |
| $I_{CXX}$ :                  | Courant dans la capacité $C_{XX}$ .                                                                                                                                    |
| $I_G$ :                      | Courant de grille.                                                                                                                                                     |
| IGBT :                       | Insulated Gate Bipolar Transistor.                                                                                                                                     |
| $I_{\text{Max}}$ :           | Courant coupé maximum.                                                                                                                                                 |
| $I_S$ :                      | Courant de fuite inverse d'une diode.                                                                                                                                  |
| K :                          | Abréviation de Cathode.                                                                                                                                                |
| MBS :                        | MOS Bidirectionnal Switch. IGBT à tenue en tension inverse.                                                                                                            |
| N :                          | Coefficient d'idéalité des diodes.                                                                                                                                     |
| QP :                         | Quasi-Peak. En français 'Quasi-Crête'. Se dit d'un des détecteur utilisé pour les mesures de perturbations électromagnétiques conduites.                               |
| $R_G$ :                      | Résistance de grille.                                                                                                                                                  |
| $R_G\text{-}C_G$ 'calculé' : | Couple $R_G\text{-}C_G$ issus des calculs. Permet d'obtenir un début de commutation sinusoïdal.                                                                        |
| $R_G\text{-}C_G$ 'CEM' :     | Couple $R_G\text{-}C_G$ modifié afin que le variateur de lumière respecte les normes CEM sans filtre secteur.                                                          |
| $R_L$ :                      | Résistance de charge.                                                                                                                                                  |
| $R_P$ :                      | Dans un IGBT, résistance de la zone $P^+$ de cathode.                                                                                                                  |
| RSIL :                       | Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne. Filtres passifs placés en amont d'un système testé dans une mesure des perturbations électromagnétiques conduites.          |
| $t_C$ :                      | Durée de la commutation de l'interrupteur de puissance (s).                                                                                                            |
| $t_d$ :                      | Retard à l'amorçage ou à l'ouverture de l'interrupteur dans un variateur de lumière (s).                                                                               |

|                 |                                                                                                           |
|-----------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $t_{OFF}$ :     | Durée pendant laquelle l'interrupteur est ouvert dans un variateur de lumière à recentrage de phase (s).  |
| $t_{ON}$ :      | Durée pendant laquelle l'interrupteur est ouvert dans un variateur de lumière à recentrage de phase (s).  |
| TRIAC :         | TRIode for Alternating Current.                                                                           |
| $V_{AD}$ :      | Dans la représentation électrique du MBS, tension aux bornes de la diode 'interne'.                       |
| $V_{AG}$ :      | Tension anode-grille d'un composant.                                                                      |
| $V_{AK}$ :      | Tension anode-cathode d'un composant.                                                                     |
| $V_{AS\ Gfs}$ : | Tension anode-source à laquelle est mesurée la caractéristique linéaire du composant ( $I_A=f(V_{GS})$ ). |
| $V_{AS}$ :      | Tension anode-source (MBS).                                                                               |
| $V_{Cde}$ :     | Abréviation de tension de commande                                                                        |
| $V_{DS}$ :      | Tension drain-source.                                                                                     |
| $V_{Early}$ :   | Tension d'Early.                                                                                          |
| $V_{GK}$ :      | Tension grille-cathode d'un composant.                                                                    |
| $V_{GS}$ :      | Tension grille-source (MOS, MBS).                                                                         |
| $V_{Gsth}$ :    | Tension de seuil des composants MOS, MBS, IGBT mesurées généralement à $I=250\mu A$                       |
| $V_t$ :         | Tension 'thermique'. $V_t=kT/q$ .                                                                         |



---

**RÉFÉRENCES  
BIBLIOGRAPHIQUES**

---



## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- [1] ROMBAUT C., SEGUIER G., « Les convertisseurs de l'électronique de puissance : La conversion alternatif-alternatif », 2ème édition, pp.5-13, Lavoisier – Tec & Doc, 1991.
- [2] BALIGA B.J., « Power semiconductor devices », pp.322-331, PWS Publishing Company, 1996.
- [3] NF EN 61547, « Equipements pour l'éclairage à usage général : prescriptions concernant l'immunité CEM », UTE, Février 1996.
- [4] CEI 61000-4-2, « Essai d'immunité aux décharges électrostatiques », CEI, 1995.
- [5] CEI 61000-4-3, « Essai d'immunité aux champs électromagnétiques aux fréquences radioélectriques », CEI, 1995.
- [6] CEI 61000-4-4, « Essai d'immunité aux transitoires électriques rapides en salves », CEI, 1995.
- [7] CEI 61000-4-5, « Essai d'immunité aux ondes de choc », CEI, 1995.
- [8] NF EN 61000-3-2, « Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils  $\leq 16A$  par phase », pp.15 §7, UTE, Mai 2001.
- [9] NF EN 55015, « Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques produites par les appareils électriques d'éclairage et les appareils analogues », pp. 10, § 5.3.4, UTE, Mai 2001.
- [10] COCQUERELLE J. L., « C.E.M. et électronique de puissance », pp.40, Editions Technip, Paris, 1999.
- [11] 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™ », 208p., Thèse de l'Université François Rabelais de Tours, 1999.
- [12] CITTADINI R., « gestion de la commutation et synthèse de filtres CEM dans les convertisseurs à interrupteurs bidirectionnels », 260p., Thèse de l'université des sciences et techniques du Languedoc Montpellier 2, 1995.
- [13] REBY F., « Réduction des harmoniques haute fréquence générés par les convertisseurs statiques : méthode de la dérivée continue appliquée au contrôle du gradient de courant pendant les commutations », Thèse de l'université des sciences et technologies de Lille, 1999.
- [14] EDISON T. A., « Electric Lamp », Patent N°223,898., US Patent Office, 27<sup>th</sup> January 1880.

- [15] ENGELHARD K., « Low voltage tungsten halogen lamps », *Electrical World*, Vol. 61, N°. 1, January 1996.
- [16] HUA J., « Low voltage dimming system », 34<sup>th</sup> Industry Applications Conference, Vol. 3, pp. 1700-1704, 1999.
- [17] WU T.F., YU T.H., CHIANG M.C., « Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature and Unity Power Factor », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, N°. 3, May 1998.
- [18] BLANCO C., LOPEZ E., ALONSO M., VILLEGAS P., GONZALES A., FERNANDEZ I., RICO M., « A high frequency supply system for low power halogen cycle lamps », *CIEP'94*, 21-25 August 1994.
- [19] BALIGA B.J., « Trends in Power Semiconductor Devices », *IEEE Transactions on electron Devices*, Vol. 43, N°. 10, October 1996.
- [20] BALIGA B.J., « Power semiconductor devices », pp. 426-488, PWS Publishing Company, Boston, 1996.
- [21] ARNOULD J., MERLE P., « Dispositifs de l'électronique de puissance », pp. 379-464, Vol. 2, Hermès, Paris, 1992.
- [22] DEWAR S., LINDER S., VON ARX C., MUKHITINOV A., DEBLED G., « Soft Punch Through (SPT) – Setting new Standards in 1200V IGBT », figure 4, *Proceedings of PCIM*, 1999.
- [23] FRANCIS R., SOLDANO M., « A New SMPS Non Punch Thru IGBT Replaces MOSFET in SMPS High Frequency Application », 18<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition, Vol. 2, 2003.
- [24] LASKA T., LORENZ L., MAUDER A., « The Field Stop IGBT Concept with an Optimized Diode », *Proceedings of PCIM*, 2000.
- [25] CHAMUND D., WAIND P., UDREA F., YUAN X., « A robust 1200V Trench Insulated Gate Bipolar Transistor », *Proceedings of PCIM*, 2000.
- [26] IWAMOTO H., TABATA M., WHEELER N., THAL E., « Application Aspects of Trench Gate IGBT Modules », *Proceedings of PCIM*, 2000.
- [27] 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.
- [28] BALIGA B.J., « Power semiconductor devices », pp.434-440, PWS Publishing Company, 1996.
- [29] GEIGER Randall.L., ALLEN Phillip.E., STRADER Noel.R., « VLSI design techniques for analog and digital circuits », pp.143-152, Mc Graw-Hill, 1990.

- [30] GEIGER Randall.L., ALLEN Phillip.E., STRADER Noel.R., « VLSI design techniques for analog and digital circuits », pp.191-202, Mc Graw-Hill, 1990.
- [31] ANTOGNETTI Paolo, MASSOBRIO Guiseppe, « Semiconductor device modeling with SPICE », pp.2-13, Mc Graw-Hill, 1988.
- [32] CASTRO SIMAS M.Inês, PIEDADE M.S., COSTA FREIRE J., « Experimental Characterization of Power VDMOS Transistors in Commutation and a derived Model for Computer-Aided Design », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, N°. 3, July 1989, pp.371-378.
- [33] AMMOUS Anis, AMMOUS Kaiçar, MOREL Hervé, SELLAMI Faïçal, « Procédure d'identification des paramètres des modèles électriques de l'IGBT », EPF'2000, pp.71-76, 2000, Lille.
- [34] PAWELSKI W., NAPIERALSKI A., « The IGBT model optimised for the circuit analysis and design », EPE'97, Vol 4, pp.139-144, 1997, Trondheim.
- [35] DEML C., « Input and Reverse Transfer Capacitance Measurement of MOS-Gated Power Transistors under High Current Flow », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, N°. 4, July-August 2001, pp.1062-1066.
- [36] LAURITZEN P.O., ANDERSEN G.K., HELSPER M., « A Basic IGBT Model with Easy Parameter Extraction », IEEE 32<sup>nd</sup> Annual Power Electronics Specialist Conference, Vol. 4, pp.2160-2165, 2001.
- [37] MELITO M., PORTUESE F., « Gate charge characteristics lead to easy drive design for power MOSFET circuits », Application Note 473, Discrete power semiconductor Handbook, STMicroelectronics, 1995.
- [38] JEDEC Solid State Technology Association, « Measurement of Small Values of Transistor Capacitance », JEDEC Standard JESD6, 2000.
- [39] AGILENT TECHNOLOGIES, « Agilent 4294A Precision Impedance Analyser Operation Manual », Fourth Edition, 2001.
- [40] AGILENT TECHNOLOGIES, « Impedance Measurement Handbook », 2<sup>nd</sup> Edition, 2000
- [41] LEMBEYE Y., « Métrologie de la commutation de puissance rapide. Contribution à la caractérisation et à la recherche d'un modèle d'IGBT », 124 p., Thèse de l'INP de Grenoble 1997.
- [42] LIN W.W., CHAN P.C., « On the Measurement of Parasitic Capacitances of Device with More than Two External Terminals Using an LCR Meter », IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 38, N°. 11, November 1991, pp.2573-2575.

- [43] DULOUNG C., BENSOAM M., LAFORE D., « Un outil d'analyse de la CEM liée à la commutation en électronique de puissance », EPF'2000, pp.151-156, 2000, Lille.
- [44] NF EN 55015, « Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques produites par les appareils électriques d'éclairage et les appareils analogues », UTE, Juillet 1993.
- [45] GONTHIER Laurent, « Cahier des charges fonctionnelles pour VD8-6DCS », Rapport interne STMicroelectronics, Octobre 2001.
- [46] RAMEZANI Mehrdad, SALAMA C.A.T., « A 0.8 $\mu$ m BiCMOS Gate Driver for IGBT Power Switch », Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 24, pp.175-185, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [47] KIM E.D., KIM N.K., KIM S.C., BAHNG W., SONG G.H., HAN S.B., « An Intelligent Power Module for IGBT Gate Driver implemented in 0.8 $\mu$ m High Voltage CMOS Process », IEEE ISIE 2001, Korea.
- [48] GALLUZO A., LETOR R., MELITO M., « Switching with IGBTs: how to obtain better performance », Power Conversion Intelligent Motion, pp.465-474, June 1991.
- [49] CONSOLI A., MUSUMECI S., ORITI G., TESTA A., « An innovative EMI Reduction Design Technique in Power Converters », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 38, N°. 4, November 1996.
- [50] MUSUMECI S., RACITI A., TESTA A., GALLUZZO A., MELITO M., « Switching-Behavior Improvement of Insulated Gate-Controlled Devices », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, N°. 4, July 1997.
- [51] JOHN V., SUH B-S., LIPO T.A., « High-Performance Active Gate Drive for High-Power IGBT's », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, N°. 5, September-October 1999.
- [52] IDIR N., FRANCHAUD J.J., BAUSIERE R., « Réduction des émissions conduites et rayonnées générées par les transistors à grille isolée », CEM'2000, pp.380-385, Clermont-Ferrand, Mars 2000.
- [53] COSTA F., LABOURE E., WILMOT F., FOREST F., REBY F., ROMBAUT Ch., « An innovative gate drive to control electromagnetic perturbations emitted by a MOSFET chopper », EPE'99, Lausanne, 1999.
- [54] REBY Fabrice, « Réduction des harmoniques haute fréquence générées par les convertisseurs statiques : méthode de la dérivée continue appliquée au contrôle du gradient de courant pendant les commutations », 207p, Thèse de l'Université des sciences et technologies de Lille, 1999.

- [55] LEE H-G., LEE Y-H., SUH B-S., HYUN D-S., « An improved Gate Control Scheme for Snubberless Operation of High Power IGBTs », IEEE Industry Application Society Annual Meeting, October 1997, New Orleans Louisiana
- [56] MAGNON D., JALADE J., NOIROT N., LEBUNETEL J-C., LAUR J-P., « Etude de la commande d'une structure MOS-thyristor permettant de satisfaire les normes C.E.M », EPF'00, pp.111-116, Lille, 2000.
- [57] CISPR 16-1, « Spécification des méthodes de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques ; Partie 1 : appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques », IEC, 1993.
- [58] SHENG K., FINNEY S.J., WILLIAMS B.W., « Fast and accurate IGBT model for PSpice », IEE Electronics Letters, Vol. 32, N°. 25, December 1996, pp.2294-2295.





## Résumé :

Les composants à grille isolée sont de plus en plus souvent utilisés dans les variateurs de lumière connectés au secteur. L'utilisation de ces composants permet d'assurer la compatibilité électromagnétique du système en contrôlant les formes d'onde de commutation. Dans ce contexte, l'objet de ce travail porte sur l'étude des méthodes de commande des composants à grille isolée permettant de réduire les perturbations émises tout en conservant des pertes de commutation acceptables.

Nous présentons dans une première partie un modèle comportemental du MBS lors de sa fermeture sur charges résistives. Ce modèle permet d'analyser l'influence des différents paramètres électriques du MBS sur les formes d'onde de commutation. Il permet également de déterminer en simulation les perturbations électromagnétiques générées.

Dans une seconde partie nous nous intéressons aux circuits de commande permettant aux variateurs de lumière utilisant des MBS de respecter les normes de compatibilité électromagnétique. Une méthode de dimensionnement des commandes R-C est présentée. Les performances de ce type de commande en terme de perturbations électromagnétiques générées et de pertes de commutation sont déterminées en simulation puis en mesure.

La principale limite de ces commandes provient de leur sensibilité aux variations des paramètres électriques du composant commandé. Ceci nous a poussé à développer un nouveau type de commande permettant d'assurer des commutations peu perturbatrices de manière simple et fiable. Le principe de la commande développée, basée sur un contrôle en courant du composant, est présenté et ses performances sont analysées tant en simulation qu'en réalité. La sensibilité aux dispersions de paramètre obtenue est faible par rapport à celle des commandes classiques. D'autre part, le circuit de commande proposé présente l'avantage d'être réalisable sous forme d'un circuit intégré monolithique.

L'utilisation de cette nouvelle commande a permis la réalisation d'un variateur de lumière à MBS d'une puissance maximale de 500W respectant les normes CEM sans filtre secteur et ne dissipant qu'une puissance de 3,5W soit un rendement de conversion de 99,3%.

**Mots clés :** IGBT, MBS, réduction des perturbations, variateur de lumière, compatibilité électromagnétique, contrôle des commutations, circuits de commande, VD-DCS

## Abstract :

Insulated Gate devices are more and more often used in AC operated light dimmer. These devices allow to ensure EMC compliance of the systems through waveform shaping. Hence the bulky and expensive main filter generally used for this purpose could be removed. The aim of this work was to study different driving method used to reduce emitted EMI while keeping reasonable power losses.

A new behavioural model of the MBS during turn-on over resistive load is first introduced. This model allows to study the influence of the device's electrical parameters on the switching waveforms. It could be similarly used to predict the emitted EMI by circuit simulation.

Then we focus on the driving circuit used to design EMC compliant MBS based light dimmer. We introduce a new optimisation method for classical R-C drive. Performances of such driving circuit are analysed through simulations and measurements. The main drawback of such methods is theirs over sensitivity to device's electrical parameters variations. This led us to define a new kind of insulated gate devices driving circuit allowing to obtain low-emission switching waveform in a simple and reliable manner. The new driving method, based on a gate current drive, is introduced and its performances are investigated. It shows reduced sensitivity to electrical parameters variations compared to more classical driving methods. Moreover this solution could be implemented using a monolithic integrated circuit. This driving circuit has been used to design 500W EMC-free light dimmer based on MBS devices. The maximum overall dissipation of the system is reduced to 3.5W thus achieving an efficiency of 99.3%.

**Keywords:** IGBT, MBS, EMI reduction, light dimmer, Electromagnetic Compatibility, waveforms shaping, drive circuit, VD-DCS