

---

**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.

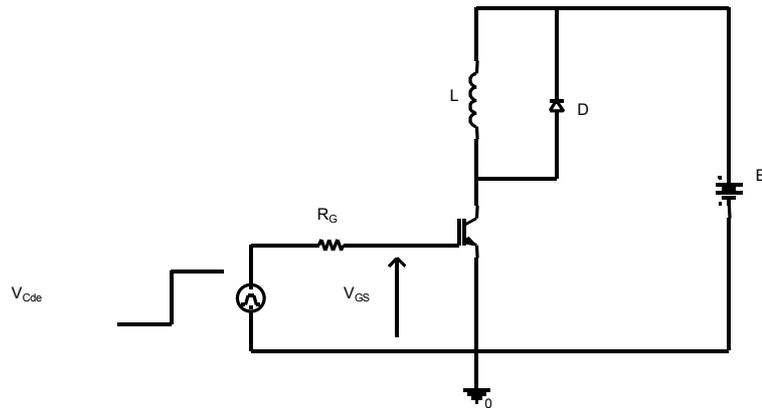
### **2.2 Les méthodes employées pour le contrôle à la fermeture des composants à grille isolée**

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.



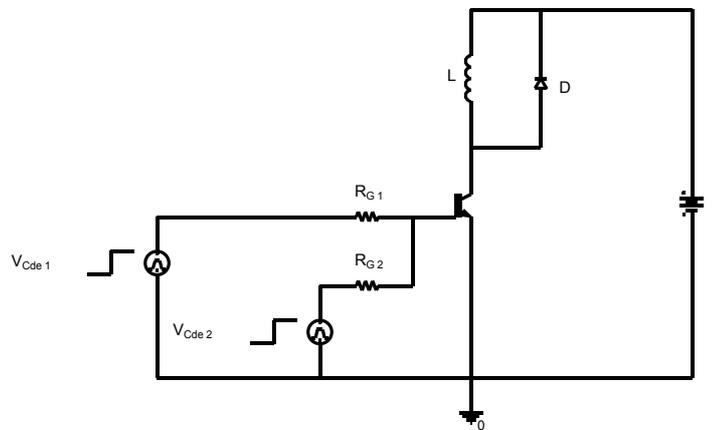
**Figure 3-1 : contrôle de la grille par résistance pour un IGBT utilisé dans un hacheur dévolteur**

### 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

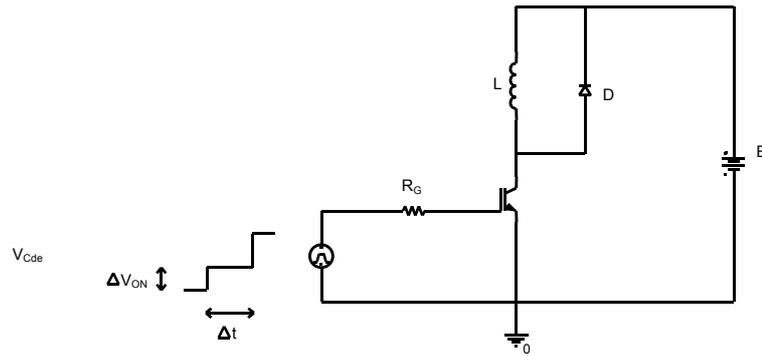
circule dans l'IGBT, la tension à ses bornes commence à décroître. C'est le début du plateau 'Miller' et la grille de l'IGBT contrôle alors le  $dV/dt$  aux bornes du composant. La démarche de Galluzo et al. a été d'utiliser une première résistance de grille ( $R_{G1}$ ) de valeur modérée pour contrôler 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

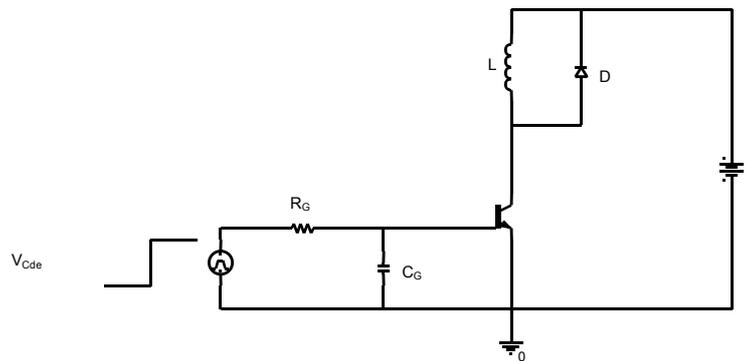
Les méthodes décrites précédemment sont intéressantes au niveau du contrôle des commutations dans les convertisseurs à IGBT. Malheureusement, de par leur principe basé sur la dissociation courant/tension intervenant lors de la commande de charges inductives dans une topologie hacheur, elles sont inapplicables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

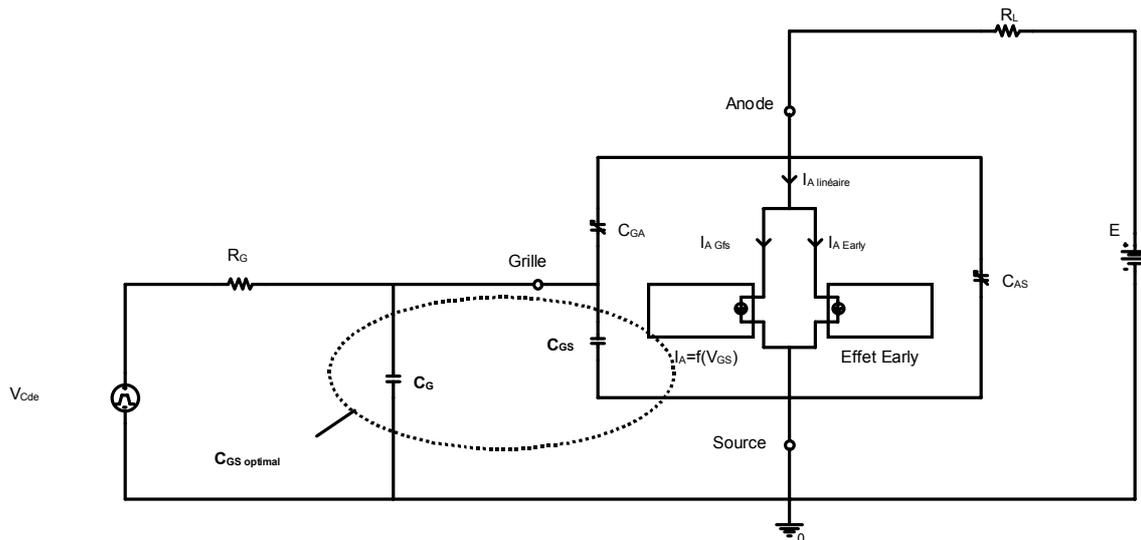


Figure 3-5 : circuit équivalent du variateur de lumière lors de l'amorçage du MBS

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 :

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

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 ( $I_{A \text{ linéaire}}$ ) :

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

$$+ \underbrace{\frac{V_{GS}(t) - V_{Cde}}{R_G} + C_{GS \text{ optimale}} \cdot \frac{dV_{GS}}{dt}}_{\text{Courant dans } C_{GA}}$$

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 :

$$B \cdot (V_{GS}(t) - A \cdot V_{GSth})^n \cdot \left( \frac{V_{AS}(t) + \lambda_0}{V_{AS \text{ Gfs}} + \lambda_0} - 1 \right) + C_{AS}(V_{AS}) \times -\frac{E}{2} \cdot \omega_c \cdot \text{Sin}(\omega_c \cdot t)$$

$$+ \frac{V_{GS}(t) - V_{Cde}}{R_G} + C_{GS \text{ optimale}} \cdot \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (18)$$

Courant dans le MBS

$$- \underbrace{\frac{I_{Max}}{2} \cdot [1 - \text{Cos}(\omega_c \cdot t)]}_{\text{Courant sinusoïdal}} = 0$$

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 :

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

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

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

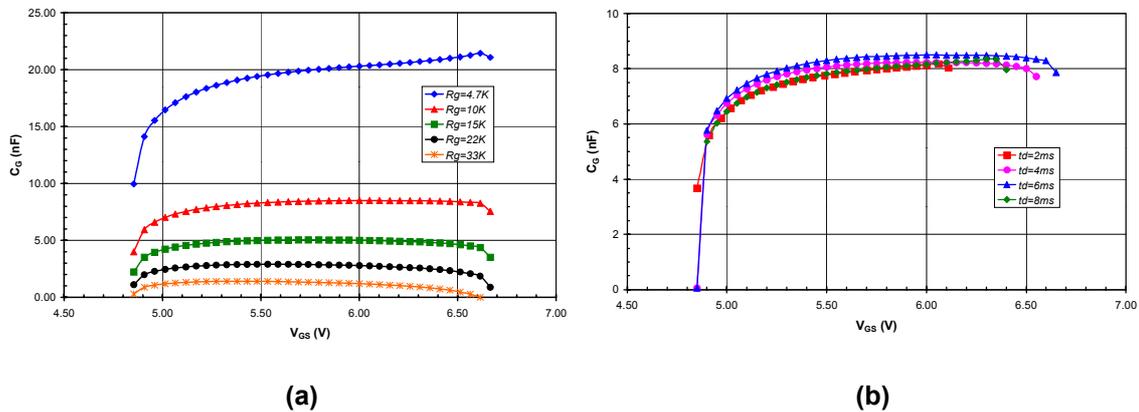
$$+ \frac{C_{GA}(V_{AG}) \cdot R_G^2 \cdot E \cdot \omega_c \cdot (C_{GA}(V_{AG}) + C_{GS \text{ optimale}})}{2 \cdot [1 + R_G \cdot \omega_c^2 \cdot (C_{GS \text{ optimale}} + C_{GA}(V_{AG}))]} \cdot \text{Cos}(\omega_c \cdot t) \quad (20)$$

$$- \frac{C_{GA}(V_{AG}) \cdot R_G^2 \cdot E \cdot \omega_c \cdot (C_{GA}(V_{AG}) + C_{GS \text{ optimale}})}{2 \cdot [1 + R_G \cdot \omega_c^2 \cdot (C_{GS \text{ optimale}} + C_{GA}(V_{AG}))]} \cdot \text{Sin}(\omega_c \cdot t)$$

$$+ V_{Cde}$$

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.

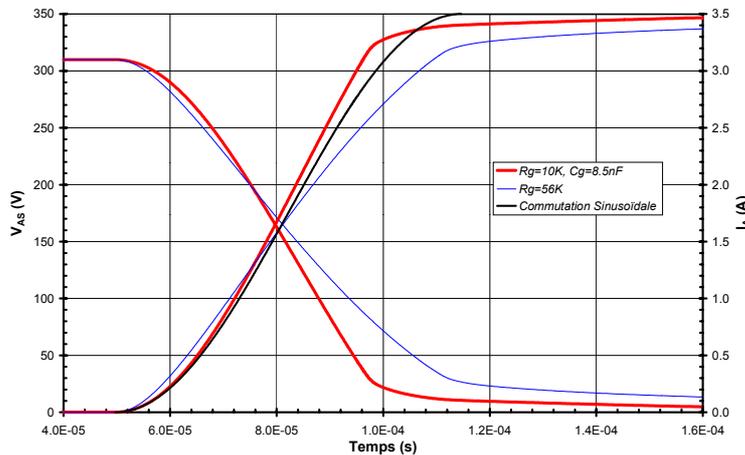
L'évolution de la capacités  $C_G$  optimale en fonction du retard à l'amorçage est faible. Les courbes obtenues sont fortement resserrées autour de la valeur maximale. Celle-ci est obtenue pour un retard à l'amorçage de 6ms.

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<sub>G</sub>' et la commande 'R<sub>G</sub>-C<sub>G</sub>' 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.

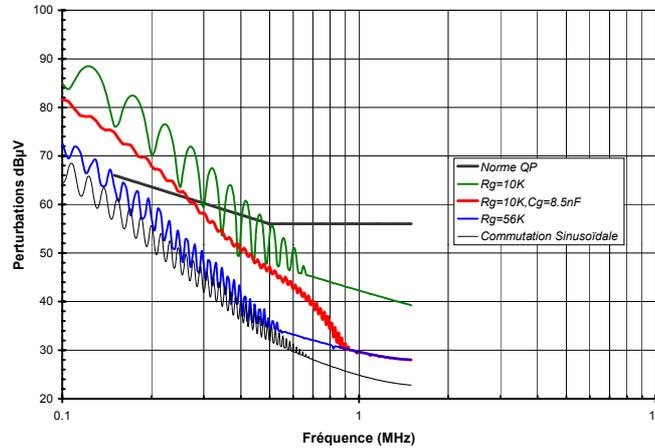


**Figure 3-7 : comparaison entre les formes d'onde obtenues avec une commande par simple résistance de grille, une commande par le réseau R<sub>G</sub>-C<sub>G</sub> calculé et la commutation idéale ( $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

L'utilisation du couple 'R<sub>G</sub>-C<sub>G</sub>' 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<sub>G</sub> 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™ développé au LMP par F. Guitton [11]. Ce programme permet de

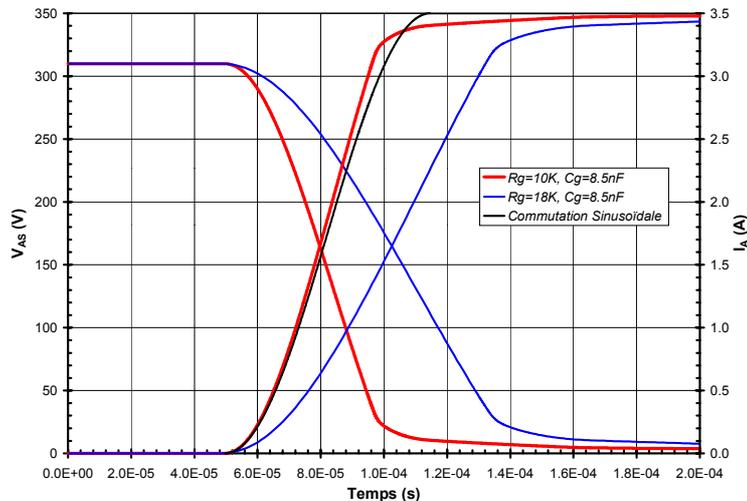
simuler le comportement d'un banc de mesure des perturbations conduites respectant les recommandations de la norme CISPR 16-1 [57]. Nous avons simulé les niveaux de perturbations quasi-crêtes générés par le système sur la plage des fréquences comprises entre 150kHz et 30MHz. Les niveaux obtenus ont été 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,  $t_d=6\text{ms}$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310\text{V}$ )**

L'ajout d'une capacité  $C_G$  à la commande par résistance de grille ( $R_G=10\text{k}\Omega$ ) 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.

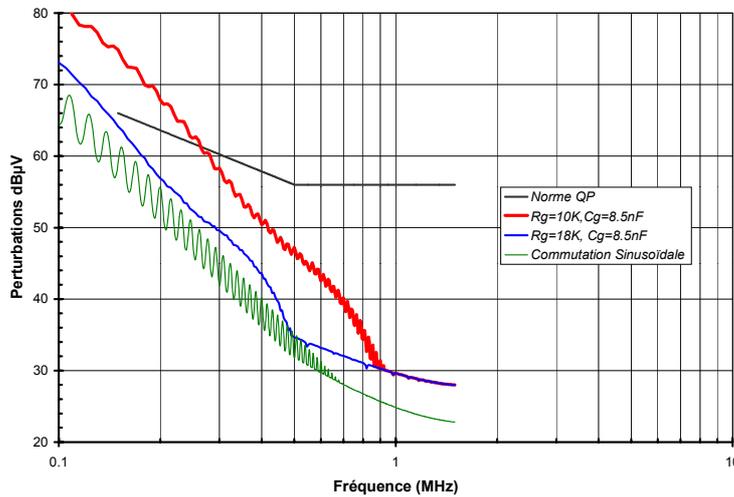
Afin d'obtenir une commutation compatible avec les normes CEM il convient d'adoucir la fin de la commutation du composant. Un moyen simple d'améliorer le coude de fin de commutation consiste à augmenter la résistance de grille. Ceci a cependant pour conséquences d'éloigner les formes d'onde de la commutation 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 ( $t_d=6\text{ms}$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310\text{V}$ )**

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.

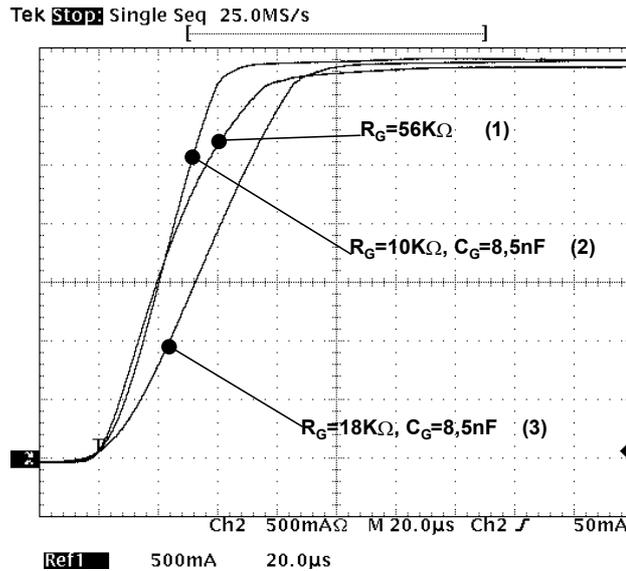


**Figure 3-10 : comparaison entre les perturbations obtenues avec une commande  $R_G-C_G$  optimisée et la commande  $R_G-C_G$  CEM (Simulations,  $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

### 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.

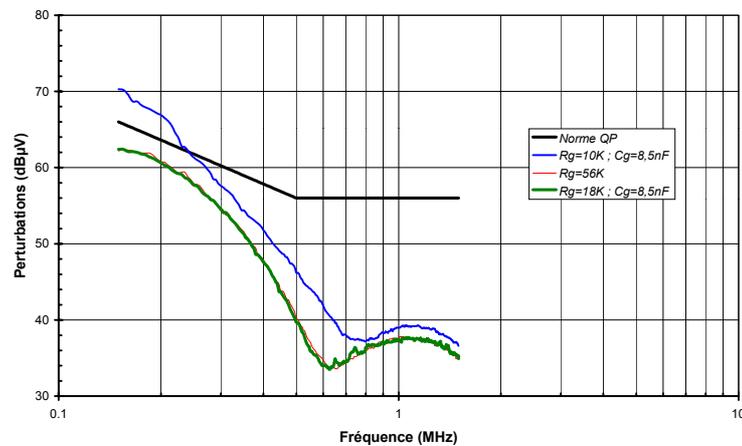
Nous avons tout d'abord comparé les oscillogrammes des courants lors des commutations (Figure 3-11). Les oscillogrammes obtenus ont des formes similaires aux simulations réalisées.



**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).

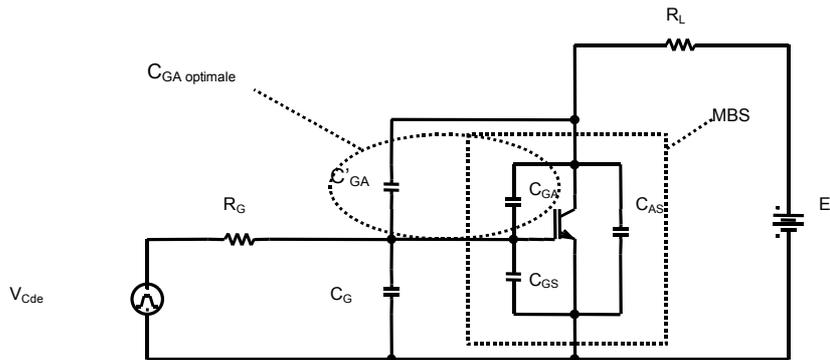


Figure 3-13 : circuit équivalent du variateur de lumière commandé par un réseau  $R_G$ - $C_G$ - $C_{GA}$

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 :

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

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 :

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

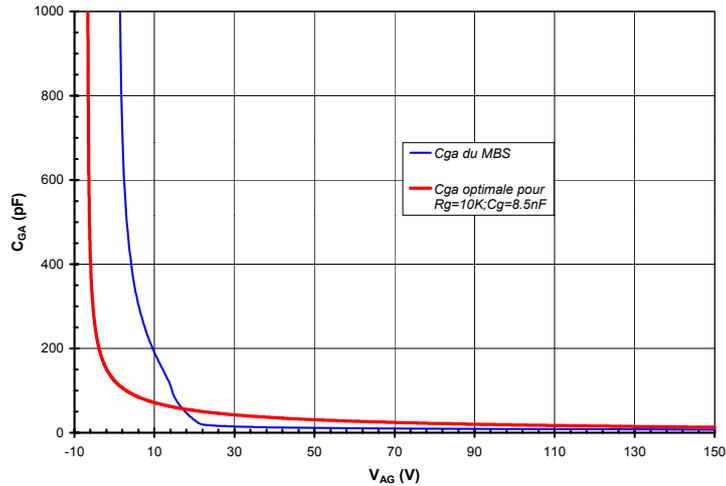
D'où nous déduisons en dérivant l'expression précédente :

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

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

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

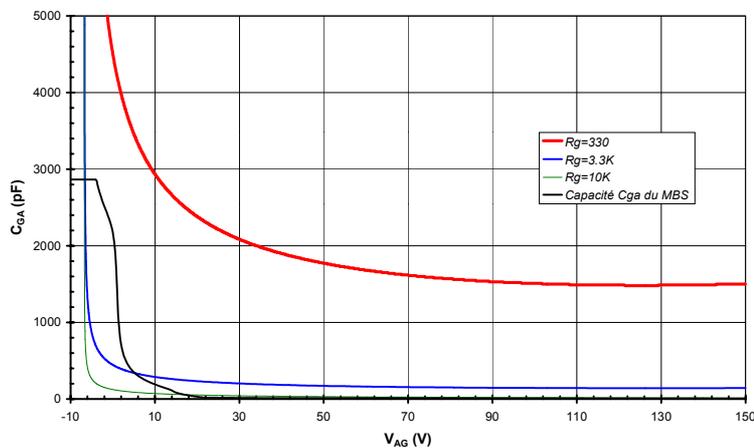
En utilisant le système formé par les équations (16), (24), (27), (29) nous calculons pour chaque instant la capacité  $C_{GA}(t)$  optimale et la tension  $V_{AG}(t)$  à ses bornes. Nous obtenons ainsi la capacité  $C_{AG}=f(V_{GA})$  optimale permettant au couple  $R_G-C_G$  calculé précédemment d'obtenir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

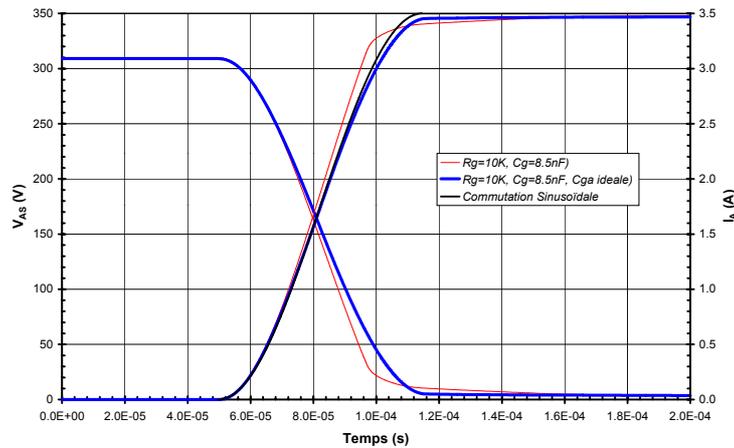


**Figure 3-15 : effet de la valeur de la résistance de grille  $R_G$  sur les valeurs de la capacité  $C_{GA}$  permettant d'obtenir une commutation sinusoïdale ( $C_{GA}$  optimale)**

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).

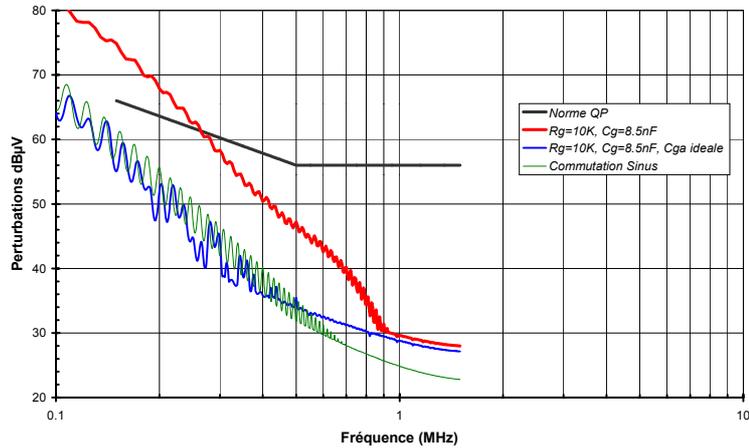


**Figure 3-16 : comparaison entre les formes d'onde obtenues avec une commande  $R_G-C_G$  calculée, une commande  $R_G-C_G-C_{GA}$  optimale et le sinus idéal (Simulations,  $t_d=6ms$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $E=310V$ )**

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 10dB $\mu$ V 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.

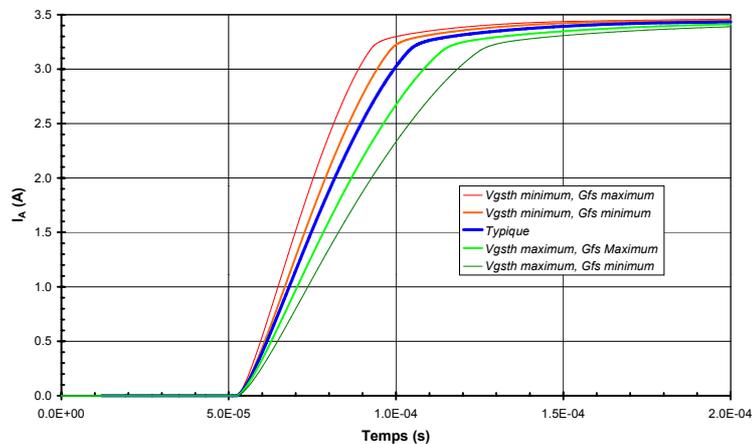
## **2.5 Influence des dispersions de paramètres sur les formes d'onde obtenues**

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 [ $G_{FS} \text{ min}$ ,  $V_{GStH} \text{ min}$ ] ; 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%.

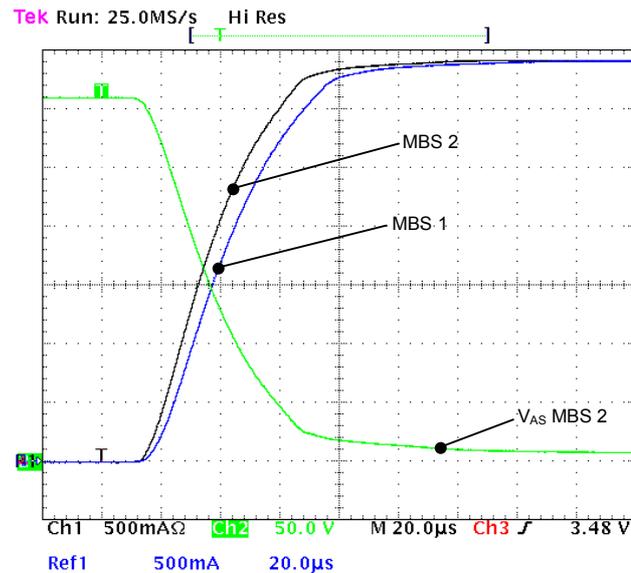
On peut noter que les deux cas médians de dispersion [ $G_{FS}$  min,  $V_{GSth}$  min] et [ $G_{FS}$  max,  $V_{GSth}$  max] donnent une idée de l'influence de la température sur les formes d'onde. En effet, la température fait varier la transconductance et la tension de seuil du composant dans le même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

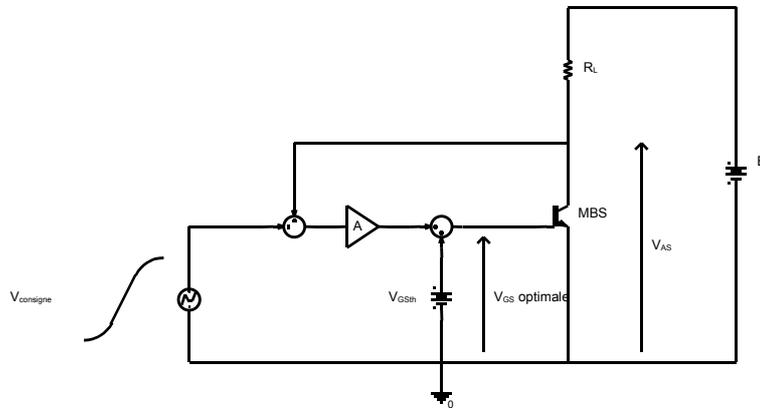


Figure 3-21 : schéma de la commande à contre-réaction du MBS

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.

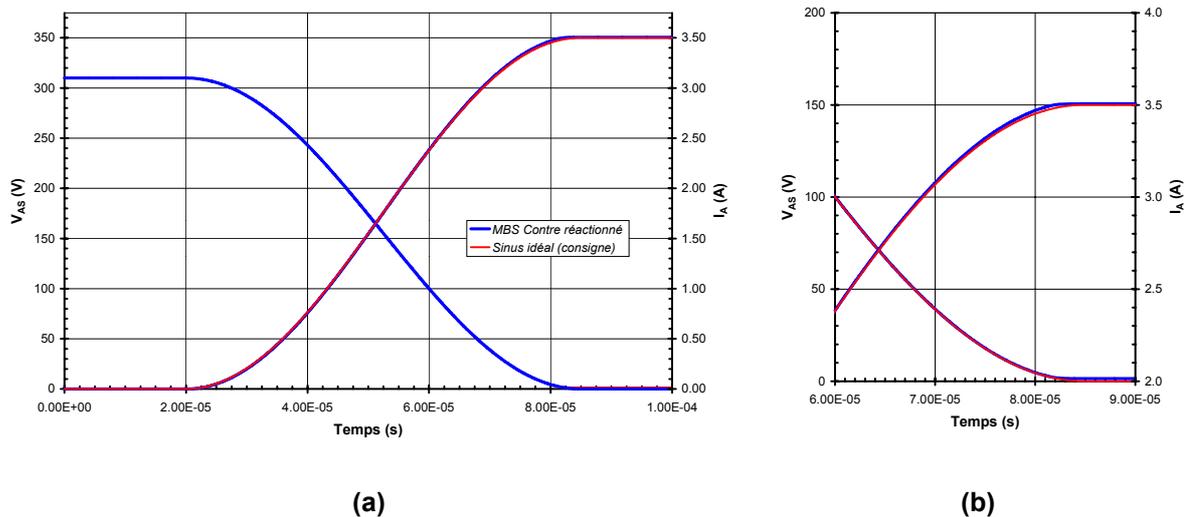


Figure 3-22 : comparaison entre la commutation sinusoïdale et la commutation obtenue avec la boucle de contre-réaction (simulation,  $E=310V$ ,  $R_L=88\Omega$ ,  $t_c=65\mu s$ )

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.

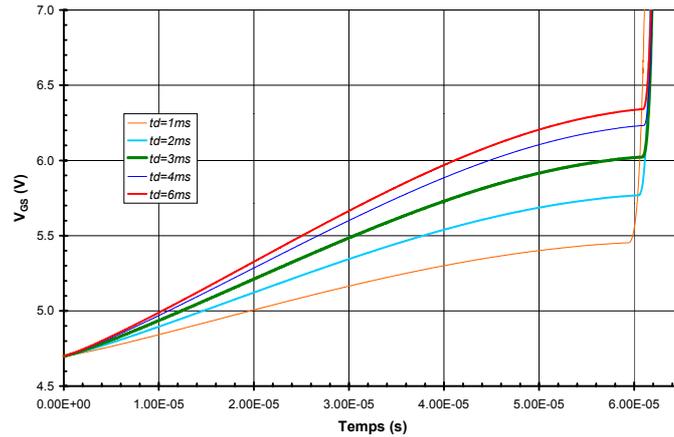
### 3.2.2. Influence des conditions de commutation sur la tension de grille optimale

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  $V_{GS}=V_{GSth}$ .

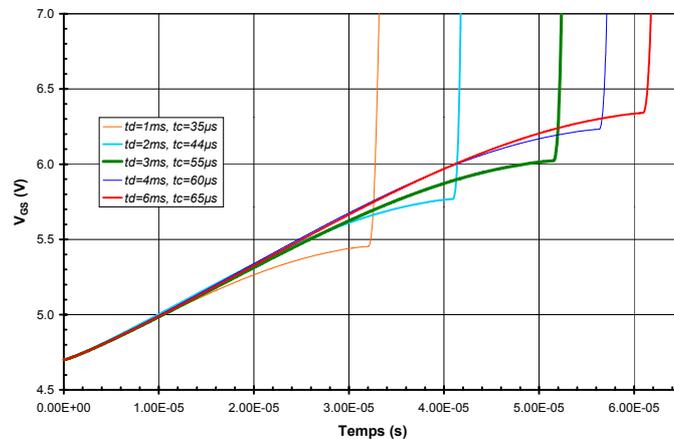
Les tensions obtenues ont des formes similaires pour tous les retards à l'amorçage. La tension  $V_{GS}$  optimale commence à croître de manière linéaire. Au milieu de la commutation la pente de la tension  $V_{GS}$  commence à décroître progressivement et celle-ci tend à s'aplatir. Le composant entre 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.

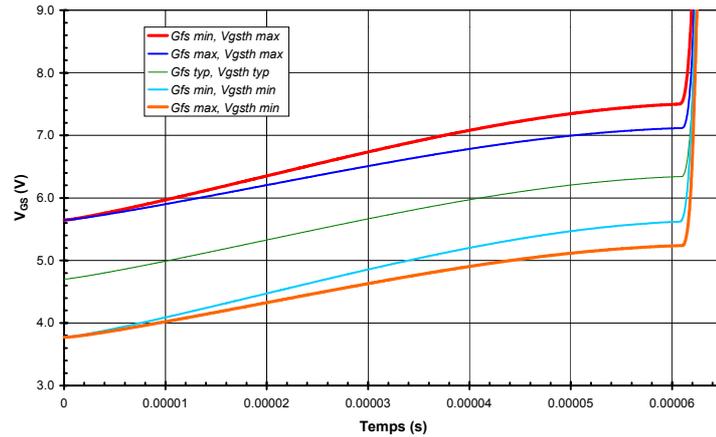
### 3.2.3. Impact des dispersions de paramètres

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).

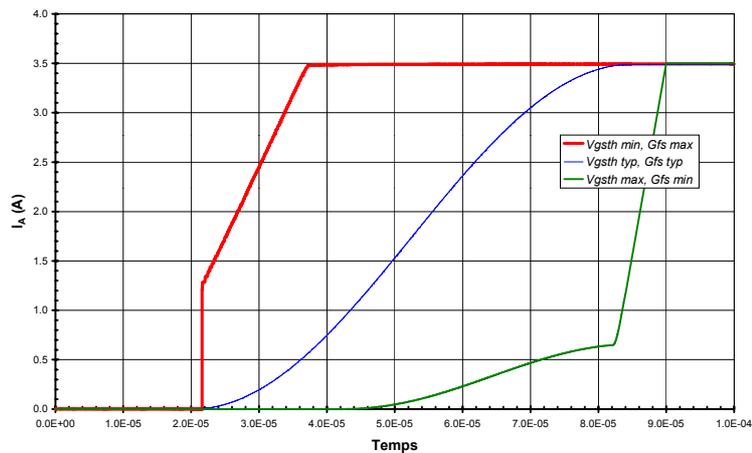
Les variations de la tension de grille optimale sont maximales pour les cas  $[G_{FS} \text{ min}, V_{GSth} \text{ max}]$  et  $[G_{FS} \text{ max}, V_{GSth} \text{ min}]$ . L'écart atteint dans ce cas un maximum de 2,3V, soit une variation de -19% à +17% autour de sa valeur typique. De plus, les variations 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 ( $V_{GS}=A.V_{GSth}$ ).

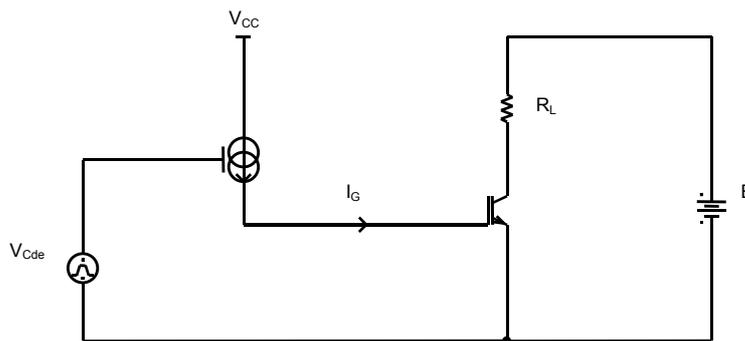


Figure 3-27 : schéma équivalent du variateur de lumière commandé par courant

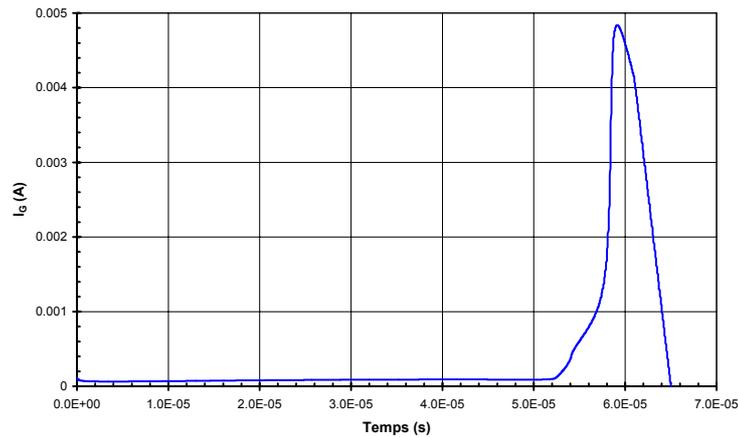
Le courant  $I_G$  injecté dans la grille du MBS est défini par :

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

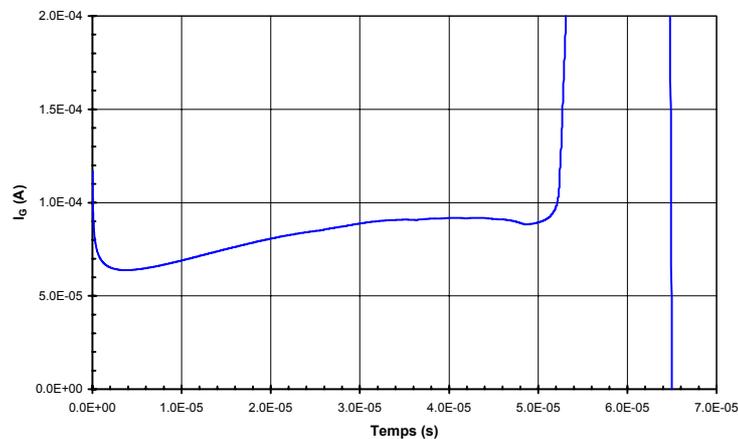
En remplaçant les valeurs des tensions optimales et de leur dérivées données par les équations (16), (26), (29) dans l'équation (30) on obtient le courant  $I_G$  optimal :

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

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)



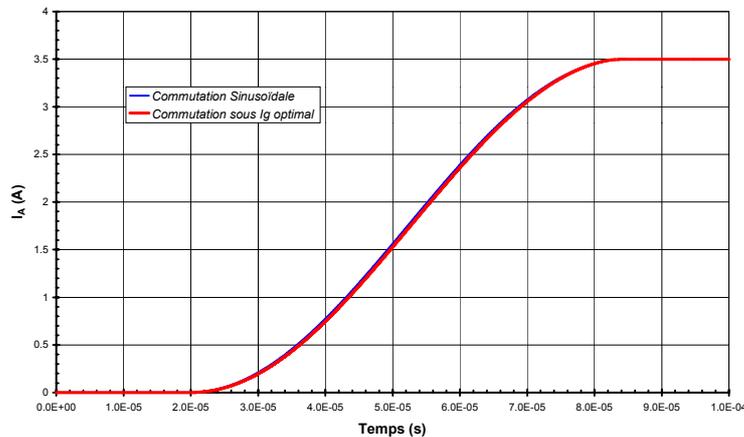
(b)

**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)**

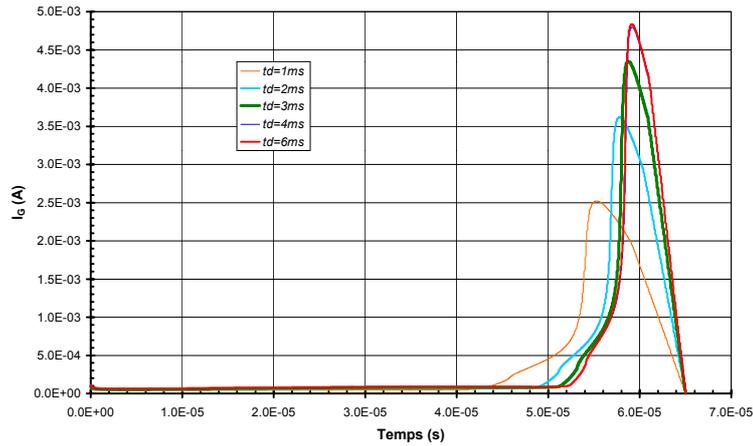
Les formes d'onde simulées et souhaitées présentent une très bonne concordance. Ceci valide les hypothèses simplificatrices prises afin de déterminer le courant  $I_G$  optimal.

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

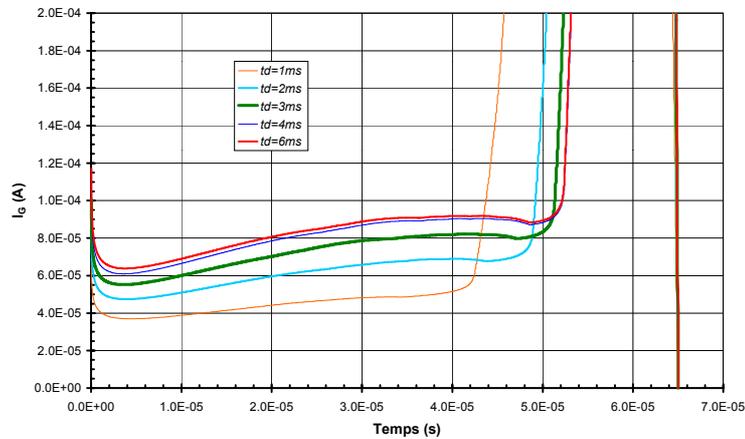
Nous nous sommes intéressés à l'influence des conditions de commutation sur les courants  $I_G$  optimaux au travers de deux paramètres : le retard à l'amorçage du variateur de lumière ( $t_d$ ) et la durée de la commutation ( $t_c$ ).

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)



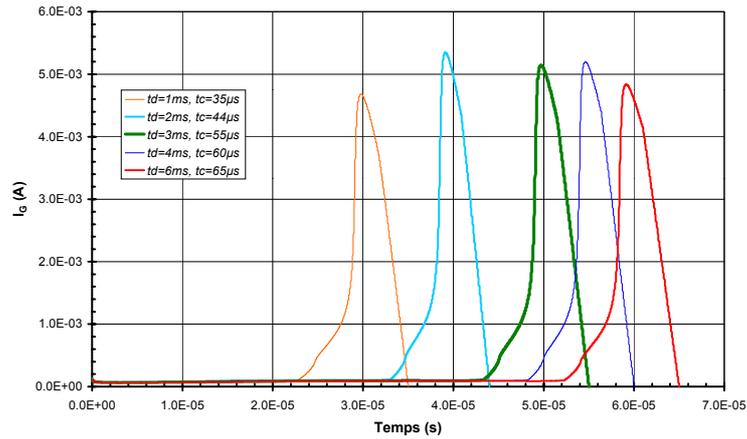
(b)

**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)**

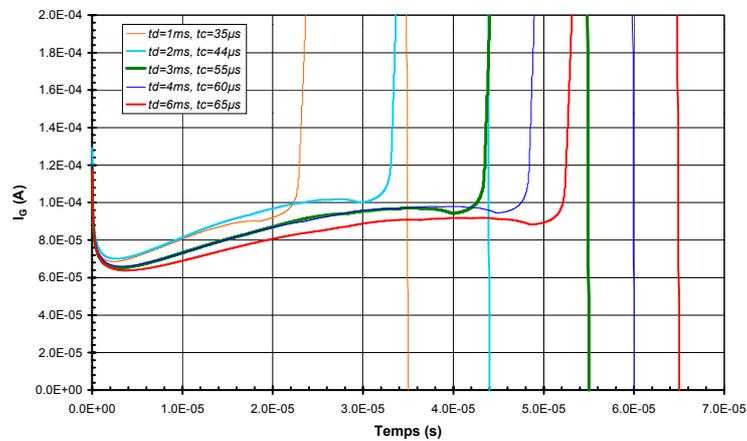
Nous avons également étudié l'influence de la durée de commutation sur le courant  $I_G$  dans le cas où la durée de commutation était optimisée en fonction du courant commuté (Figure 3-31).

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)

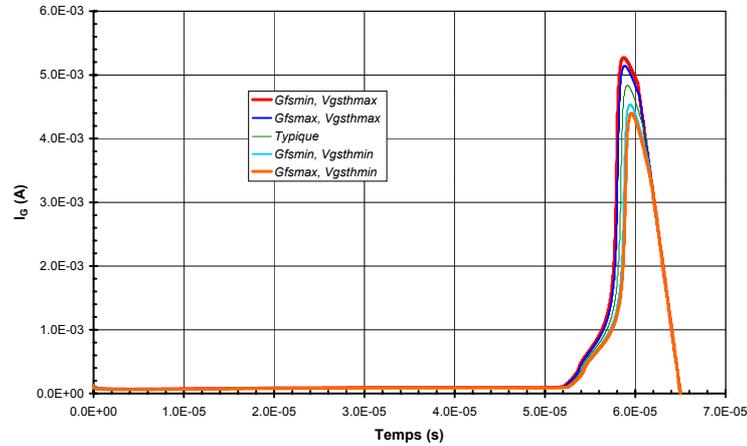
**Figure 3-31 : influence du retard à l'amorçage sur les courants  $I_G$  optimaux, la durée de commutation est optimisée en fonction du retard à l'amorçage – vue générale (a) et zoom sur le plateau (b)**

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.

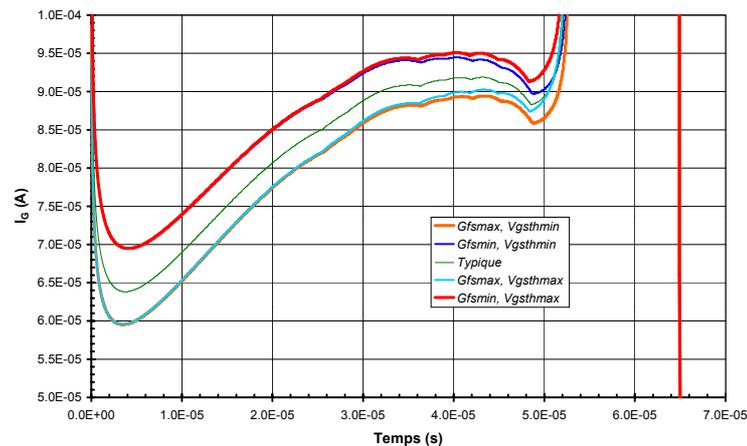
### 3.3.3. Impact des dispersions de paramètres

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)



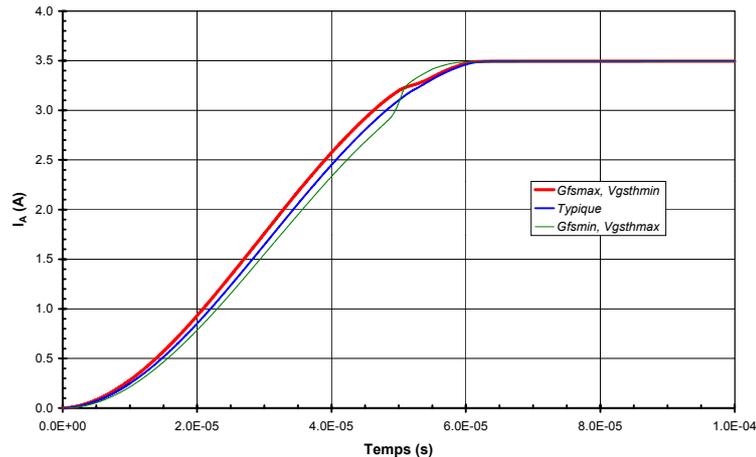
(b)

**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.

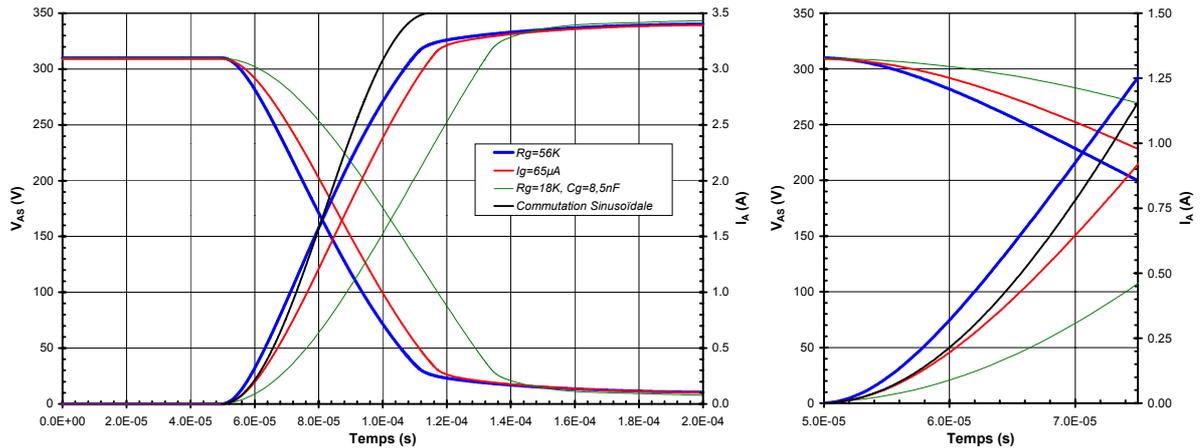
### 4.2 Analyse de la commande sous courant constant

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

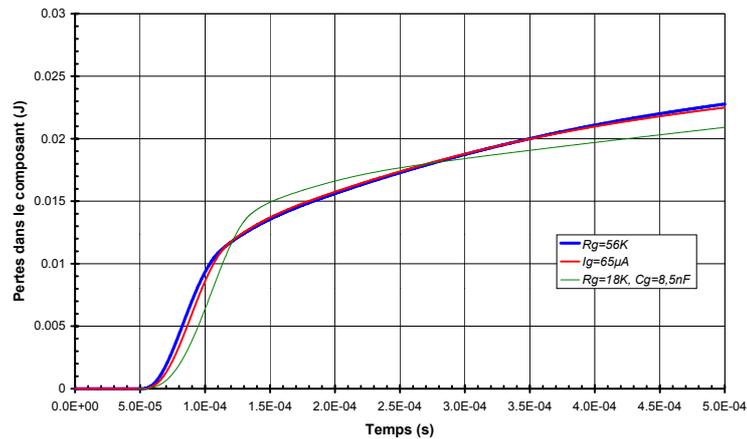
Nous allons ici déterminer par simulation les performances du variateur de lumière à commande à courant constant en termes de pertes à la commutation et de perturbations électromagnétiques générées. Nous comparerons les résultats obtenus grâce à la commande sous courant constant avec ceux des commandes  $R_G$  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' ( $t_d=6ms$ ,  $P=500W$ )**

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.

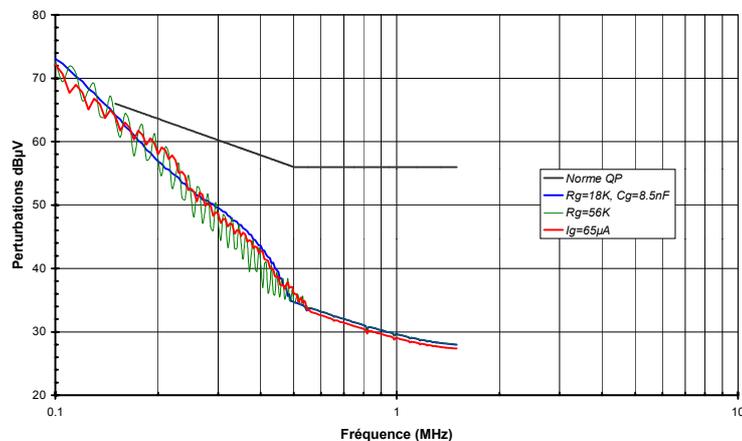


**Figure 3-35 : évolution des pertes lors des commutations simulées pour les commandes  $I_G$  constant,  $R_G$  et  $R_G$ - $C_G$  'CEM'**

La durée de commutation obtenue dans le cas de la commande sous courant constant est de  $61\mu s$ , 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).

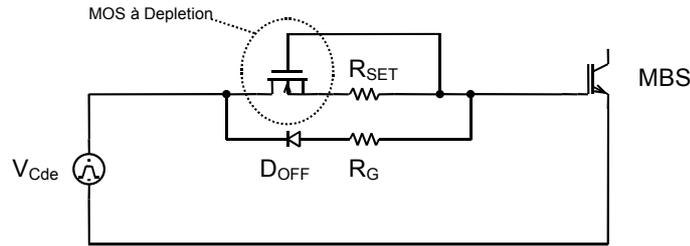


Figure 3-37 : Circuit de commande de grille utilisant une source de courant

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.

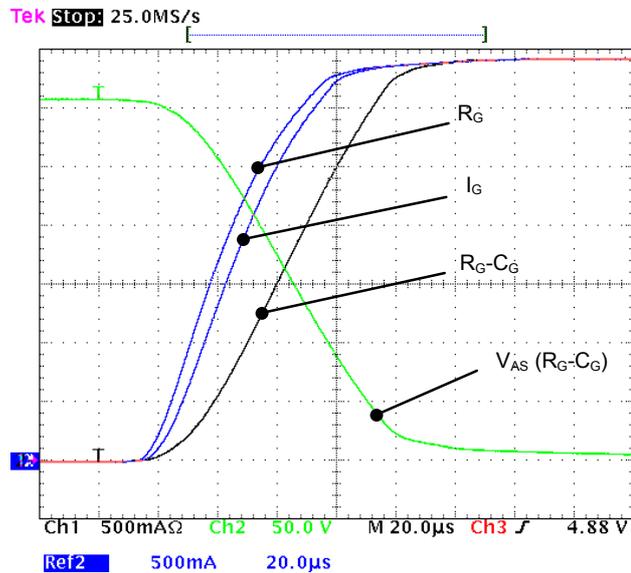


Figure 3-38 : comparaison des formes d'onde de commutation mesurées pour les commandes  $R_G$ ,  $R_G-C_G$  et  $I_G$  constante

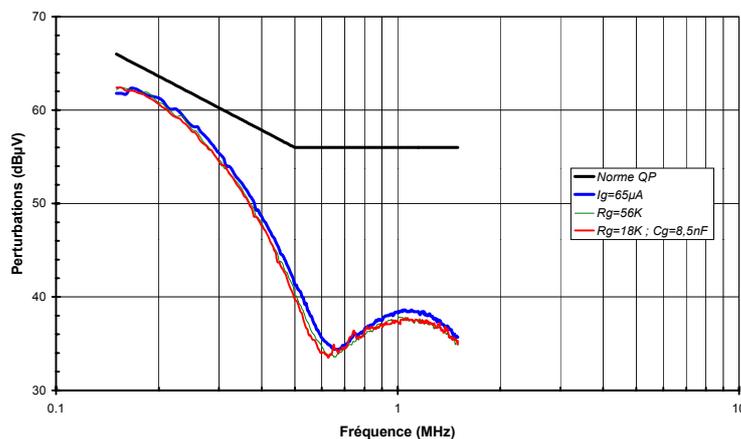
Les formes d'onde obtenues montrent une bonne concordance avec les simulations. Ainsi, la commande à courant constant reste, en termes de temps de montée, la plus rapide avec 56,4µs de temps de montée, soit 2,6% de moins que pour la commande  $R_G$  (57,9µs) et 13% de moins que la commande  $R_G-C_G$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



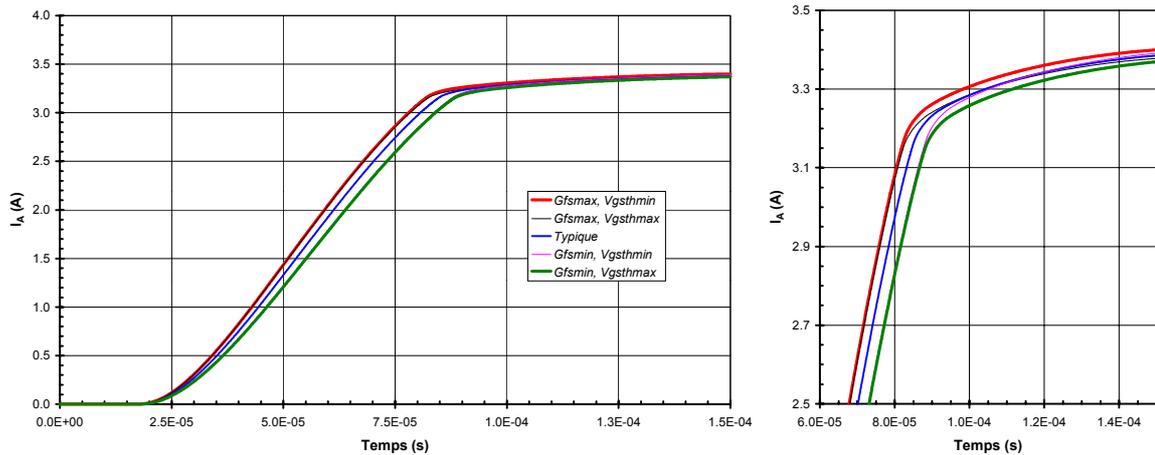
**Figure 3-39 : comparaison des mesures de perturbations générées par la commande sous courant constant et les commandes  $R_G$  et  $R_G$ - $C_G$  ( $t_d=6ms$ , Lampe de 500W)**

### **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).



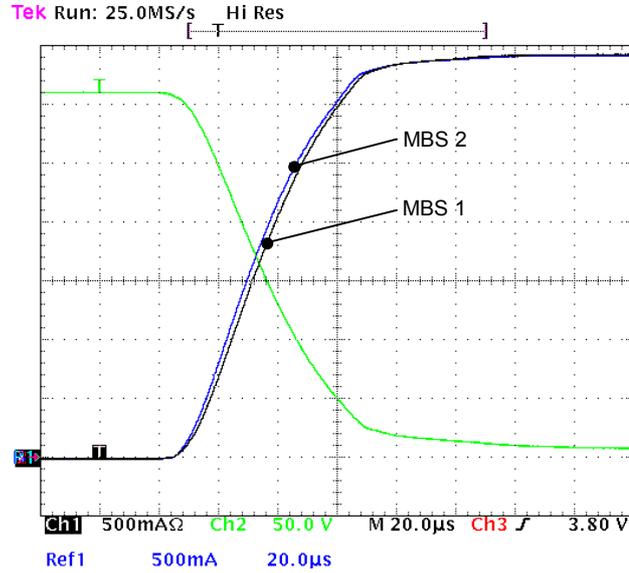
**Figure 3-40 : influence des dispersions de paramètres sur les formes d'onde obtenues par une commande sous courant constant des MBS (simulation)**

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.