

# Sommaire

du

## Chapitre IV

### *Application de la théorie à des systèmes réels*

IV.1	INTRODUCTION .....	1
IV.2	REALISATION DE LA COMMUTATION SINUSOÏDALE AVEC UN GTO .....	1
IV.3	ALIMENTATION 240V AC/7V DC, 50 MA .....	5
IV.4	GRADATEUR DE LUMIERE COMPATIBLE CEM SANS FILTRE .....	8
IV.5	LA FONCTION INTEGREE A BASE D'IGTH .....	12
IV.5.1	<i>Introduction</i> .....	12
IV.5.2	<i>Etude du gradateur monoalternance à IGTH</i> .....	14
IV.5.3	<i>Recherche de l'instant perturbateur maximal</i> .....	16
IV.5.4	<i>Recherche de la commutation sinusoïdale</i> .....	17
IV.5.5	<i>Conclusion</i> .....	21
IV.6	LA FONCTION INTEGREE A BASE DE MBS .....	22
IV.6.1	<i>Introduction</i> .....	22
IV.6.2	<i>Structure de la fonction</i> .....	23
IV.6.3	<i>Paramètres d'une commutation à la fermeture des composants à grille isolée</i> .....	23
IV.6.4	<i>Caractéristique statique de l'IGBT</i> .....	24
IV.6.5	<i>Représentation de la zone linéaire</i> .....	26
IV.6.6	<i>Représentation de la zone saturée</i> .....	27
IV.6.7	<i>Prise en compte des variations des capacités parasites</i> .....	28
IV.6.8	<i>Simulation de la représentation électrique</i> .....	31
IV.6.9	<i>Etude des variations de certains paramètres</i> .....	36
IV.6.10	<i>Conclusion</i> .....	36



## **IV** *Application de la théorie à des systèmes réels*

### **IV.1 Introduction**

L'étude théorique que nous avons exposée ci-dessus nous a conduits à l'élaboration de plusieurs outils :

- un simulateur de banc de mesure de CEM conduite,
- un logiciel, qui permet d'optimiser, pour trois types de commutations, le temps de décroissance de la fermeture de l'interrupteur en fonction du temps de conduction et du courant crête,
- un simulateur de perturbations électromagnétiques en fonction d'un signal réel ou d'un signal synthétique,
- deux simulateurs permettant de connaître la conformité à une norme :
  - ◆ l'un utilise la transformée de Fourier à fenêtre glissante avec une résolution maximale de 100 $\mu$ s,
  - ◆ l'autre utilise les dérivées successives du signal étudié, sans limite temporelle, mais le spectre doit être décroissant,
- un simulateur permettant d'identifier le niveau de nuisance de chaque instant perturbateur en décomposant en plusieurs signaux la forme d'onde originale,
- un simulateur permettant d'identifier automatiquement les instants perturbateurs dans une forme d'onde temporelle, et leur niveau de responsabilité s'ils sont compris dans la même fenêtre d'analyse.

Toute cette batterie d'outils a été mise en œuvre pour élaborer nos applications. Sans exposer tout les systèmes développés au LMP, je vais dans ce chapitre évoquer les principaux systèmes qui ont permis de concrétiser l'étude théorique élaborée en amont.

### **IV.2 Réalisation de la commutation sinusoïdale avec un GTO**

La première tâche à laquelle nous avons été confrontés est la réalisation de la commutation sinusoïdale. En effet, cette forme d'onde doit être réalisée de façon simple sans micro-contrôleur, d'une part parce que l'ensemble doit être inséré dans un puce de silicium et d'autre

part parce que les signaux numériques sont générateurs de perturbations, d'autant plus que le nombre de bits est faible [1].

Nous avons cherché à résoudre le problème avec des composants passifs. Le schéma de base déjà présenté est rappelé sur la Figure IV-1.

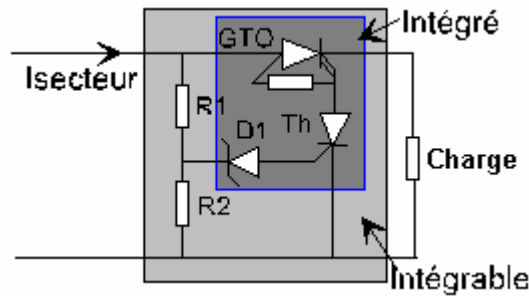


Figure IV-1 : Schéma de base pour la conception de la commutation sinusoïdale.

Nous savons que pour parvenir à nos fins, le GTO doit posséder une phase linéaire lors de son ouverture. Le thyristor TH est donc avantageusement remplacé par un transistor Tr est une capacité C. Soit le schéma de la Figure IV-2 :

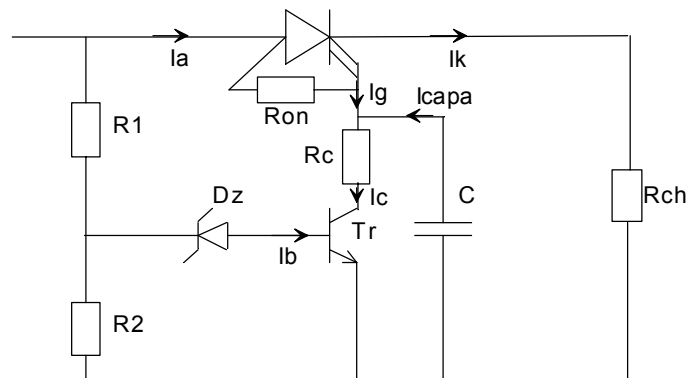


Figure IV-2 : Schéma de la cellule compatible avec les normes NF EN 55014/15.

Le fonctionnement de cette cellule peut être décomposé en deux phases :

- lors de la phase positive du secteur, la résistance  $R_{on}$  amorce le GTO, la structure quatre couches est totalement amorcée, la tension entre anode et cathode est faible (entre 1V et 2V). La tension aux bornes du condensateur C suit la tension secteur. Le courant collecteur de Tr croît en suivant les variations de la tension secteur. Le circuit d'extinction n'a ici aucun effet sur le GTO. Par conséquent, les pertes durant cette phase de fonctionnement sont identiques à celles engendrées par un GTO commandé de façon "traditionnelle".

- lorsque le courant tiré de la gâchette est suffisant pour bloquer le GTO (c'est-à-dire pour désaturer son transistor NPN), la structure quatre couches se désamorce. Toutefois, le courant de cathode ne s'annule pas aussi rapidement que lorsque le GTO est utilisé seul. En effet, il est contrôlé par la tension  $U_c$  aux bornes condensateur C : pendant la commutation du GTO, le courant de cathode est égal à :

$$i_K(t) = \frac{U_c(t) - V_{GK}}{R_{CH}}$$

La décharge du condensateur C, commandée par le transistor Tr, donne une décroissance lente du courant de cathode du GTO.

Une fois le condensateur complètement déchargé, le GTO est bloqué.

Nous avons dimensionné les composants pour un courant coupé de 800mA et un temps de conduction de 600 $\mu$ s (à noter que nous avons réalisé un logiciel qui donne la valeur de C en fonction du courant coupé et du temps de conduction [1]). Nous obtenons :

- $R_1=90k\Omega$ ,
- $R_2 > 1M\Omega$  elle est donc supprimée,
- $C=20nF$ ,
- $\beta = 200$ , pour  $V_{CE}=10V$  et  $i_B=100\mu A$ ,
- $R_{ch}=51\Omega$ ,
- $V_Z=10,2V$ .

La tension aux bornes de C et le courant dans le GTO sont représentés à la Figure IV-3.

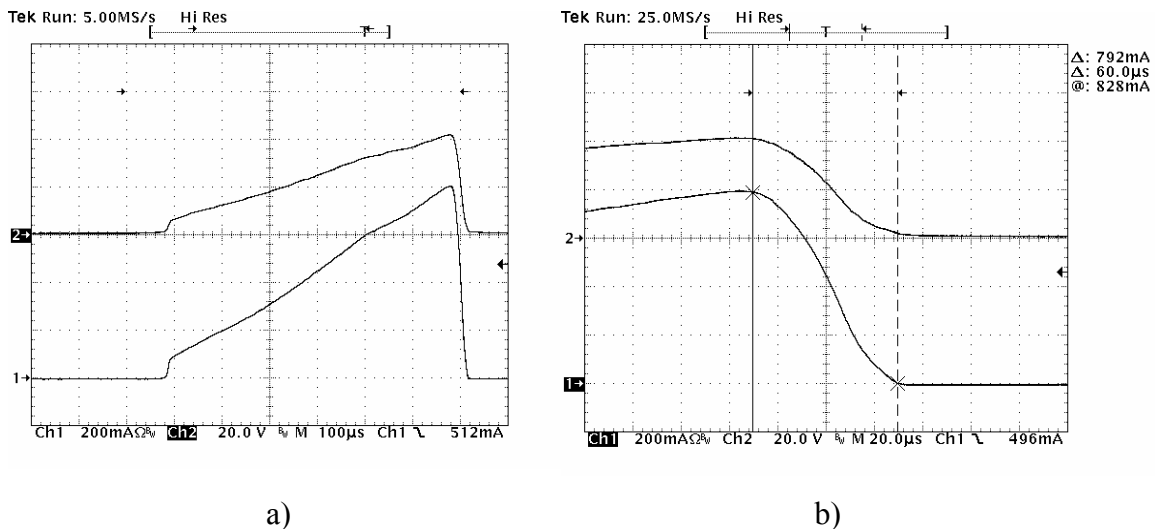


Figure IV-3 : Voie 1, courant consommé par la cellule CEM, Voie 2, tension aux bornes de C, a) vue sur le temps de conduction, b) vue à la commutation du GTO.

On peut constater que la décroissance du courant correspond bien aux caractéristiques désirées. Toutefois, bien que la commutation ne soit exactement une sinusoïde, la mesure des perturbations générées par cette cellule CEM, représentée sur la Figure IV-4, montre que la forme d'onde est bien conforme à la norme.

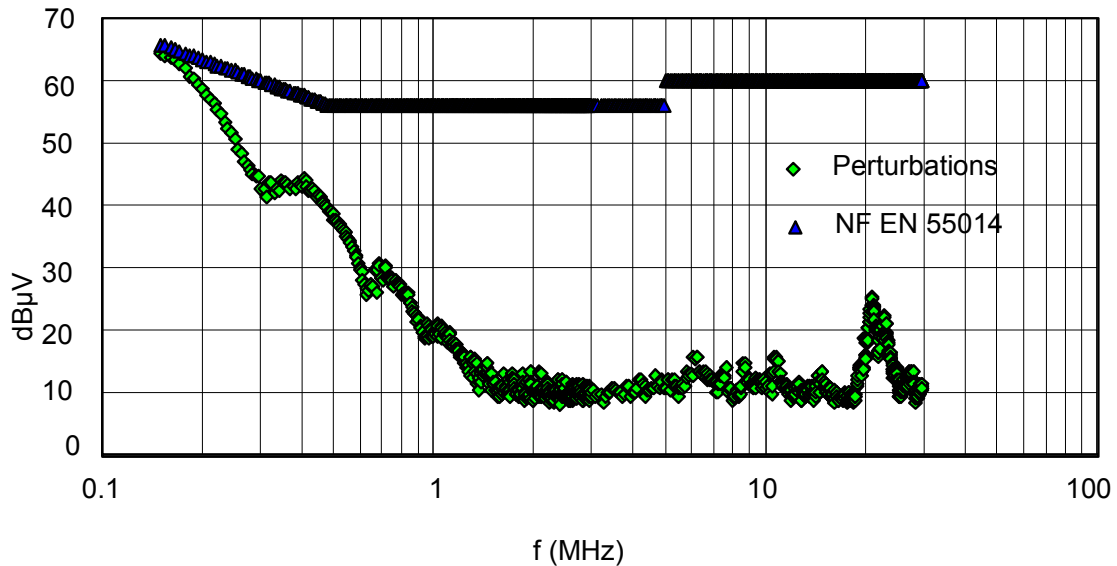


Figure IV-4 : mesure des perturbations conduites générées par la cellule CEM.

Cependant, le courant est coupé avec un temps de commutation de  $60\mu\text{s}$  (cf. Figure IV-3), alors que la théorie pour ce  $t_{\text{on}}$  et ce  $\hat{I}$ , nous donne un temps de commutation de  $26\mu\text{s}$ . Ceci est dû à l'amorçage du GTO qui ne se fait pas au zéro de tension. Ce point est détaillé un peu plus loin dans ce chapitre.

La norme NF EN 55014 n'impose aucune limite aux perturbations rayonnées. Toutefois, cette cellule CEM peut *a priori* être insérée dans n'importe quel appareil. Les perturbations rayonnées sont donc évaluées, afin de situer ce circuit vis-à-vis de la norme NF EN 55022.

Pour ce faire, nous avons utilisé l'équipement du laboratoire CEM de la société SAFT\*, usine de Chambray les Tours.

Les mesures sont effectuées à 3m de l'appareil sous test, dans une chambre anéchoïde. Celles-ci sont présentées Figure IV-5 et comparées au gabarit de la norme NF EN 55022.

\* Nous remercions à ce titre M. Antoine PUZO, responsable du laboratoire CEM de la SAFT, pour nous avoir aidés dans la réalisation de ces mesures.

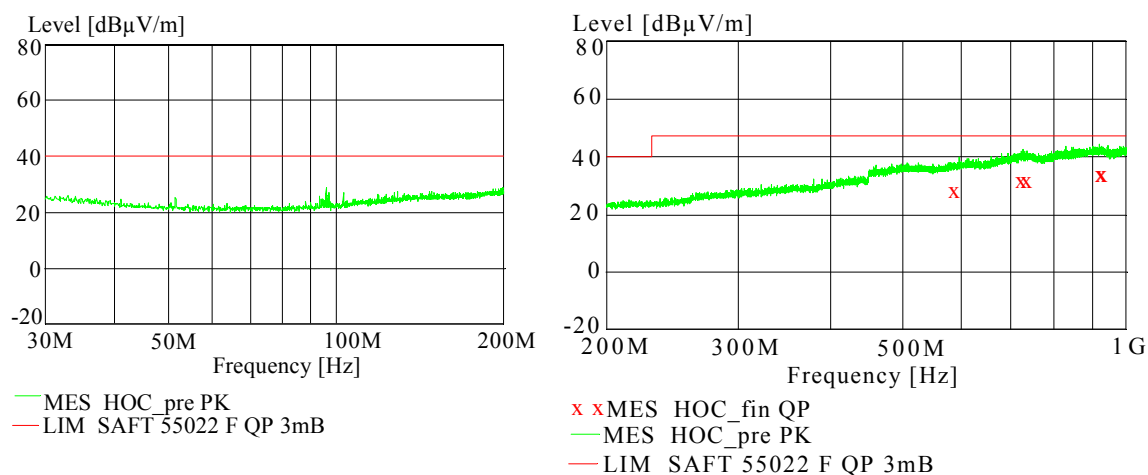


Figure IV-5 : perturbations rayonnées par la cellule CEM, comparées au gabarit de la norme NF EN 55022.

Cette mesure nous permet de voir que les perturbations générées par cette cellule CEM sont compatibles avec les limites fixées par la norme NF EN 55022.

Nous pouvons conclure que cette structure permet de réaliser un hacheur secteur CEM sans aucun filtre, qui dans le cas d'un gradateur coûte aussi cher et est plus volumineux que l'application elle-même. Elle présente également l'avantage de pouvoir être intégrée en partie dans le silicium. Cet ensemble fait l'objet d'un brevet [2] déposé conjointement avec la société STMicroelectronics.

Nous avons pu grâce à cette cellule concevoir deux produits : une alimentation AC/DC sans transformateur et un variateur de lumière.

### IV.3 Alimentation 240V AC/7V DC, 50 mA

A partir de la cellule CEM exposée précédemment, nous pouvons facilement obtenir une tension continue, directement à partir du secteur. En effet, il suffit de charger un condensateur, en série avec le hacheur, durant la conduction du GTO, et de limiter la tension à ses bornes par une diode zener.

Le schéma de cette alimentation est donné Figure IV-6. Les puissances dissipées sont mesurées pour une tension de sortie de 7V, et un courant maximum de sortie égal à 50mA.

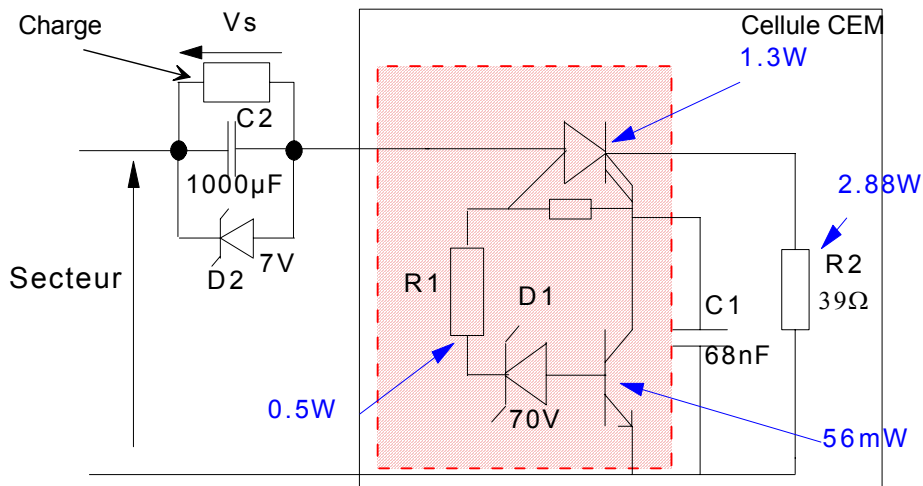


Figure IV-6 : alimentation 240VAC/7VDC CEM, la partie hachurée est intégrable.

Ainsi, ce circuit réalise une alimentation 240V AC/7V DC sans transformateur, avec seulement cinq composants. Son coût et son encombrement sont donc très faibles.

Néanmoins, pour un courant de sortie de 50mA, la puissance dissipée par la partie intégrable est égale à 1,86W. Cette valeur est assez élevée, mais reste tout de même compatible avec un boîtier de type TOP35, sans dissipateur thermique.

La majeure partie de la puissance est dissipée par le GTO. Elle est essentiellement engendrée à la conduction du composant. En effet, la tension aux bornes du GTO utilisé est de 2V pour un courant de 200mA, et s'élève à 5.2V pour un courant de 2A ; l'optimisation du GTO permettrait de réduire considérablement les pertes, et par conséquent, l'encombrement en changeant le boîtier. La puissance dissipée par la résistance ballast (2,88W) est, quant à elle, raisonnable ; son coût et son encombrement restent acceptables.

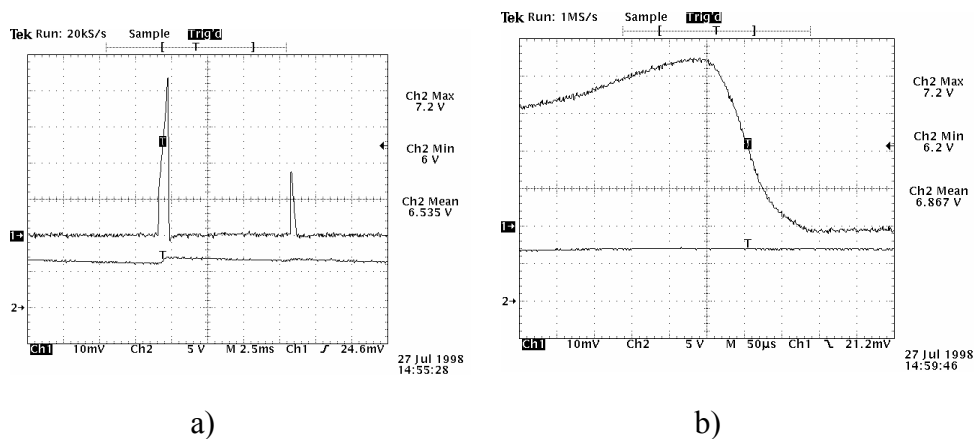


Figure IV-7 : voie 1 : courant consommé par l'alimentation, (500mA/div), voie 2 : tension de sortie  $V_s$ . a) formes d'ondes sur une période secteur, b) formes d'ondes à la commutation du GTO.



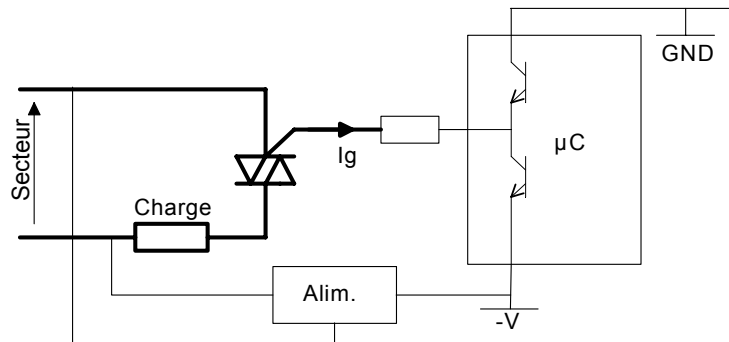
Pour un courant de sortie de 50mA, la forme d'onde du courant secteur et la tension de sortie  $V_S$  sont présentées Figure IV-7.

On constate que la décroissance du courant est proche d'une sinusoïde. La tension de sortie  $V_S$  possède une faible ondulation, sa valeur minimale est choisie supérieure à 5V, de telle sorte qu'elle puisse être lissée par un régulateur classique.

Outre les avantages procurés par son coût et son encombrement, cette alimentation permet la commande des triacs "snubberless". En effet, ces derniers ne peuvent être commandés que dans les quadrants I, II et III [3].

Lorsque la commande de ces triacs est réalisée directement à partir d'un micro-contrôleur, elle doit demeurer identique sur les deux alternances. Ainsi, seuls les quadrants II et III sont utilisés : il faut donc extraire un courant de gâchette, ce qui ne peut être réalisé qu'avec une alimentation négative, référencée à l'un des conducteurs du secteur.

La Figure IV-8 donne le schéma d'une telle commande.



*Figure IV-8 : commande d'un triac dans les quadrants II et III, avec un micro-contrôleur.*

En revanche, le rendement de cette alimentation est très mauvais car pour un courant de sortie de 50mA, il est de 4,7%.

La consommation sur le secteur est en outre indépendante du courant de sortie. Ainsi, ce rendement devient nul lorsque aucune charge n'est connectée à la sortie.

Néanmoins, ces inconvénients sont minimes lorsque l'alimentation est utilisée dans une application de plusieurs kilowatts (machines à laver par exemple). Autre avantage, la tension de sortie ne dépend que de la diode zener D2.

#### IV.4 Gradateur de lumière compatible CEM sans filtre

La résistance ballast  $R_{ch}$  de la cellule CEM (Figure IV-2), qui dissipe une bonne partie de la puissance peut avantageusement être remplacée par une ampoule à incandescence. Néanmoins, pour réaliser un gradateur, il faut pouvoir, à la fois conduire sur les deux alternances, et contrôler l'angle de blocage du GTO.

La conduction sur les deux alternances secteur est obtenue en associant deux cellules, chacune d'elles conduisant sur l'une des deux alternances.

Pour obtenir une variation de l'angle de blocage des GTO, on remplace le circuit de commande du transistor par un réseau RC avec R variable.

Ainsi, on réalise un variateur de lumière à angle de phase CEM, sans filtre secteur. Son schéma est présenté à la Figure IV-9.

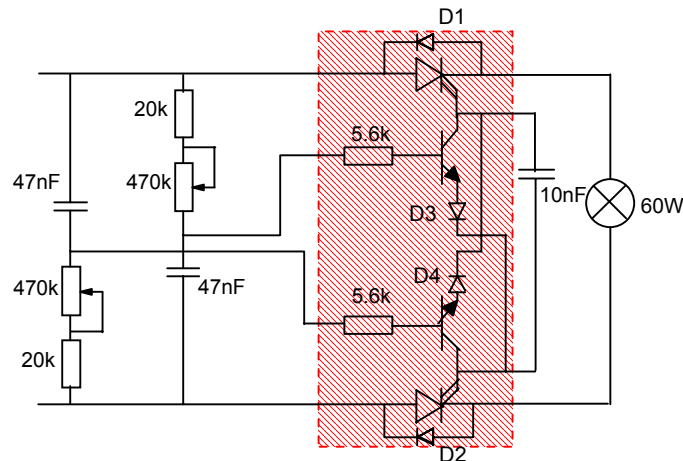


Figure IV-9 : variateur de lumière compatible CEM sans filtre secteur, dont la partie hachurée peut être intégrée.

Afin de créer une structure bidirectionnelle, on doit ajouter deux diodes en antiparallèle (D1 et D2) sur les GTO. La tenue en tension inverse des transistors est assurée par les diodes D3 et D4. Un seul condensateur est utilisé pour contrôler la commutation des deux cellules.

Leur commande est réalisée par un déphasage de la tension secteur, à l'aide du réseau RC.

Ainsi, avec seulement six composants, nous obtenons un variateur de lumière moins encombrant qu'un système à triac avec son filtre secteur.

Le courant qu'il consomme, pour un angle de conduction de 5ms et une charge de 60W, est représenté Figure IV-10.

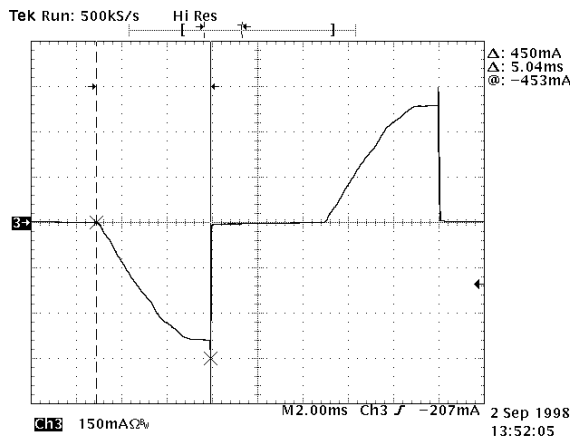


Figure IV-10 : Courant consommé par la variateur de lumière pour un temps de conduction de 5ms.

Cependant, la simplicité de la commande des transistors exclut le contrôle optimal du courant de base et de sa pente, quel que soit l'angle de conduction. Les composants sont donc calculés pour l'angle de conduction le plus perturbateur. Un exemple de perturbations est donné sur la Figure IV-11 pour un temps de conduction de 5ms.

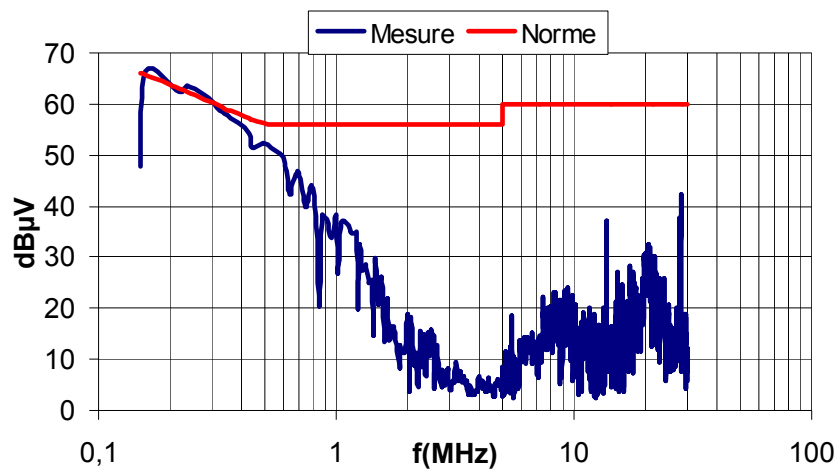


Figure IV-11 : Spectre des perturbations conduites générées par le gradateur pour un temps de conduction de 5ms.

Ce montage fonctionne et donne des résultats acceptables. Maintenant pour mettre en application notre théorie, essayons d'identifier les instants perturbateurs de la forme de courant réel grâce à la méthode de mesure des instants perturbateurs.

Nous avons montré au paragraphe **III.9 Corrélation temps-fréquence par mesure** que les perturbations générées par ce montage ne sont plus engendrées par la décroissance de courant,

mais par le retard de mise en conduction du GTO. Il est donc nécessaire d'optimiser son amorçage. D'autant plus que dans le montage de base, une seconde conduction peut apparaître à la fin de l'alternance positive.

En conséquence, un nouveau schéma est présenté à la Figure IV-12.

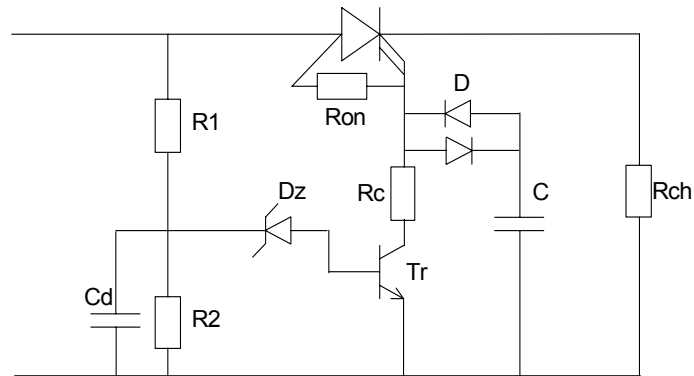


Figure IV-12 : cellule compatible CEM modifiée.

On réduit le temps de mise en conduction en plaçant deux diodes tête-bêche, en série avec le condensateur de contrôle de la décroissance du courant. De cette façon, la tension aux bornes de C ne peut jamais descendre au-dessous de 0,7V : il faut donc au minimum une tension de 1,4V sur la gâchette du GTO pour qu'un courant circule dans le condensateur C. Ainsi, la mise en conduction du GTO n'est définie que par ses propres caractéristiques d'amorçage.

La suppression de la conduction à la fin de l'alternance est obtenue en déphasant la tension appliquée sur la diode zener  $D_Z$ . Ainsi, le transistor Tr est maintenu en conduction jusqu'à la fin de l'alternance positive.

Les perturbations générées par cette dernière configuration de circuit ne se produisent qu'au blocage du GTO : le temps de commutation est réduit, tout comme la valeur de C.

Le courant consommé et les perturbations générées par ce nouveau circuit sont portés sur la Figure IV-13. La théorie nous indique que pour un courant consommé de 900mA, la commutation doit au moins durer 26 $\mu$ s pour que l'onde soit CEM. Nos calculs, pour tendre vers ces valeurs, nous donnent :

$R_1=90k\Omega$ ,

$R_2$  est supprimée car son calcul donne une valeur supérieure à  $1M\Omega$ ,

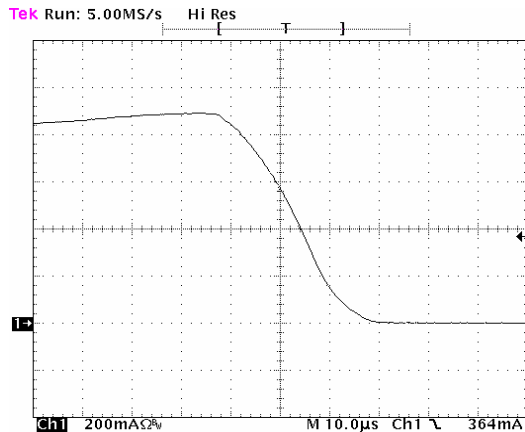
$C=10nF$ ,

$C_d=10nF$ ,

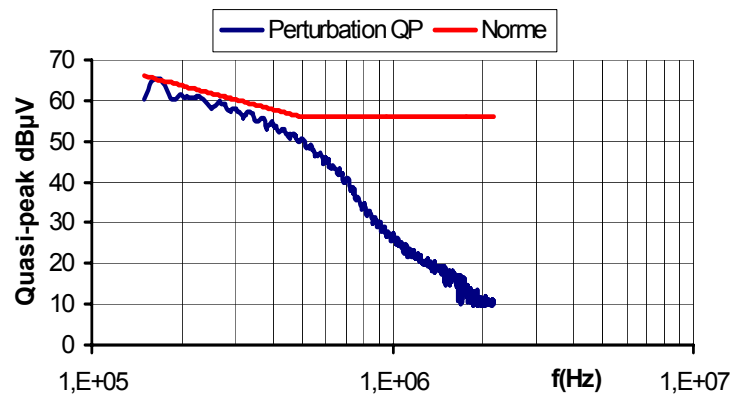
$\beta = 200$ , pour  $V_{CE}=10V$  et  $i_B=100\mu A$ ,

$R_{ch}=51W$ ,

$V_Z=10,2V$ .



a)



b)

Figure IV-13 : cellule compatible CEM modifiée ; a) courant à la commutation du GTO ; b) perturbations générées.

La mesure est proche de notre théorie, car la commutation dure environ  $30\mu s$  pour  $26\mu s$  souhaitées (Figure IV-13.a) et que l'ensemble est bien CEM (Figure IV-13.b).

Donc ces résultats valident à la fois nos démarches théoriques et notre méthode de mesure des instants perturbateurs temporels.

Cette corrélation entre les domaines temporel et fréquentiel nous apporte une autre information importante : en examinant la tension aux bornes du RSIL, on constate que l'amplitude fournie par le premier instant perturbateur est inférieure à celle mesurée pour le second ; on peut donc en déduire que la sortie du RSIL n'est pas pertinente pour caractériser les perturbations dans le domaine temporel.

En conclusion, l'objectif fixé - à savoir la détection des perturbations dans le domaine temporel - est atteint. Le logiciel développé est capital pour l'optimisation des applications, en

vue de supprimer les filtres secteur. Ainsi, les instants perturbants du courant consommé par une application peuvent être modifiés, afin de la rendre compatible avec une norme.

Toutefois, ce système possède des limites, vis-à-vis des signaux analysés. En effet, nous nous sommes placés dans un cadre de travail précis, à savoir la commutation directement sur le secteur, avec des décroissances de courant monotones.

Ces hypothèses de travail assurent une décroissance continue des spectres générés. Cette condition n'est pas obligatoirement remplie s'il y a présence d'oscillations dans le signal étudié : dans ce cas, la méthode ne peut plus être utilisée. En effet, le comportement spectral à l'infini d'une forme d'onde n'est plus déterminé en fonction des discontinuités de ses dérivées successives.

Un montage de mesure permettant la corrélation entre les domaines temporel et fréquentiel est aussi proposé. Ainsi, il est possible d'optimiser une application physique par la mise en évidence des phases de fonctionnement, responsables de sa non conformité à un gabarit donné. Cette mesure a en outre montré que les sorties des RSIL ne suffisent pas à caractériser les perturbations dans le domaine temporel.

Notre gradateur intégré est donc CEM sans aucun filtre secteur. Cependant, l'utilisation de ce GTO en boîtier DIL ou TOP35 limite fortement les puissances disponibles en sortie. Commercialement les gradateurs doivent être capables d'alimenter une lampe halogène de 500W. Par conséquent nos efforts se sont portés sur des fonctions de puissance intégrées utilisant d'autres composants que le GTO, en l'occurrence, l'IGTH (Insulated Gate Thyristor) et le MBS (Mos Bidirectional Switch).

La fonction IGTH est à l'image de notre cellule CEM unidirectionnelle en courant, par contre la fonction intégrée MBS est bidirectionnelle en tension et en courant. Cependant, lors de la conception, cette dernière est étudiée en fonctionnement monoalternance.

#### **IV.5 La fonction intégrée à base d'IGTH**

Avant toute chose, nous tenons à préciser que ce travail a été fait en collaboration avec J. JALADE et P. LAUR du LAAS. Toute la partie réalisation de la maquette IGTH est issue de ce laboratoire, tandis que toute la partie modification de la commutation et tests CEM a été réalisée au LMP.

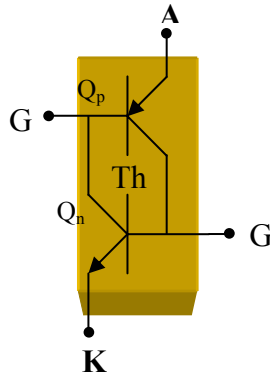
##### **IV.5.1 Introduction**

La théorie des commutations CEM développée au LMP fait clairement apparaître la nécessité d'une phase de commutation linéaire pour l'interrupteur de puissance. Or les composants rois de la commutation de puissance sont les triacs et les thyristors, pour lesquels il est très

difficile de contrôler les  $di/dt$  et  $dv/dt$  à la commutation. Mais, comme ils possèdent de nombreuses propriétés comme la robustesse, la tenue aux surcharges, la facilité de commande, le faible coût, ... plusieurs solutions ont été développées autour de ces deux composants quatre couches.

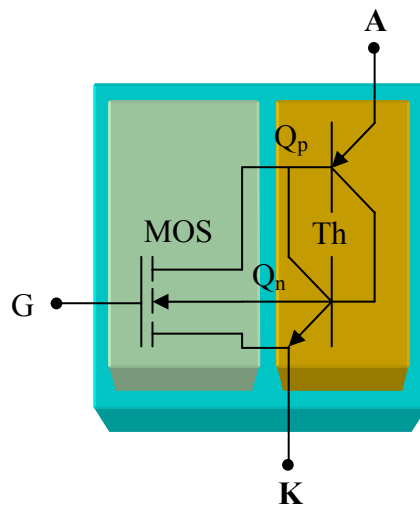
Aussi une structure intégrée baptisée IGTH a conjointement été développée par le LAAS et STMicroelectronics. Nous allons donner son schéma et présenter les résultats obtenus vis-à-vis de la CEM.

Soit la Figure IV-14 représentant le schéma équivalent d'un thyristor.



*Figure IV-14 : Schéma équivalent d'un thyristor.*

Ce schéma montre que la structure quatre couches peut être amorcée aussi bien avec la gâchette  $G_1$ , soit une base de type P qu'avec la gâchette  $G_2$ , donc une base de type N. Alors que les composants discrets sont amorcés par  $G_1$ , une structure intégrée offre la possibilité d'appliquer la commande sur  $G_2$ . Si on réalise cette commande à l'aide d'un transistor MOS à canal N (Figure IV-15), on obtient une structure proche de celle d'un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).



*Figure IV-15 : Thyristor commandé sur sa gâchette N par un MOS à canal N.*

Pour réaliser un IGBT, il suffit de court-circuiter le transistor NPN du thyristor. Et comme cette structure doit être temporaire, nous allons la réaliser à l'aide d'un autre MOS, ce qui conduit à la structure finale de l'IGTH (Figure IV-16).

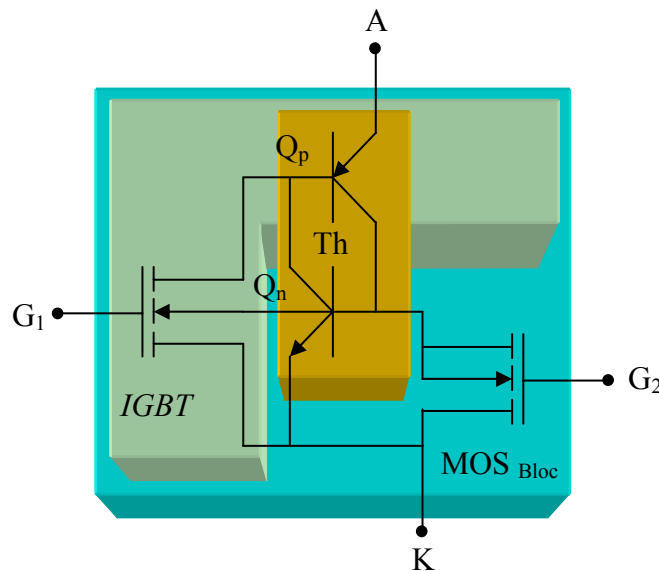


Figure IV-16 : Structure électrique équivalente de l'IGTH étudié.

Or pour nous, il est primordial de pouvoir disposer alternativement d'une structure IGBT et d'une structure thyristor en parallèle, car si nous peaufinons bien notre signal de commande, au niveau des différents composants, nous devons pouvoir contrôler les fronts de courant et de tension grâce à l'IGBT. En effet, celui-ci peut dans un premier temps prendre à son compte la commutation, puis ensuite le thyristor peut prendre le relais pour écouler la puissance nécessaire à la charge.

Le but de cette étude est donc d'obtenir à partir d'un signal de commande carré une commutation proche d'une sinusoïde. Cela sous-entend que l'on doit modifier au niveau de grilles des composants le signal de commande, mais aussi gérer correctement l'empiètement de l'IGBT et du thyristor pour limiter au maximum les perturbations CEM.

#### IV.5.2 Etude du gradateur monoalternance à IGTH

A l'époque où ce travail a été réalisé, les prototypes intégrés de l'IGTH ne permettaient pas de valider ses aptitudes à passer les normes CEM. Par conséquent, la fonction IGTH a été réalisée avec des composants discrets, chacun faisant partie des briques technologiques de la bibliothèque ASD™. Ceci n'est pas un handicap, bien au contraire, car nous pouvons



changer à tout moment un composant, et nous verrons que cela est parfois impératif, et nous pouvons rendre compte rapidement au design des éventuels problèmes. De la sorte, la fonction intégrée bénéficie rapidement des modifications à apporter pour l'amélioration de ses performances. Le schéma de la structure de l'IGTH étudié est celui de la Figure IV-17.

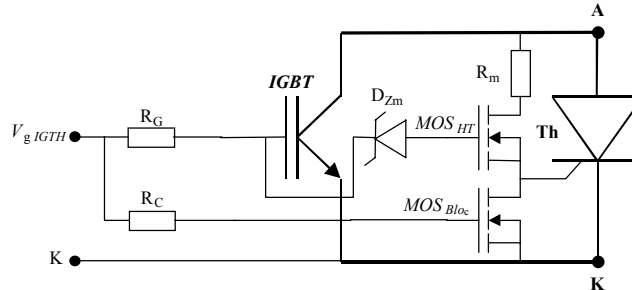


Figure IV-17 : Structure de l'IGTH discret que nous avons utilisé pour notre étude.

Une séquence de fonctionnement (Figure IV-18) se décompose en plusieurs temps. Pour obtenir une commutation, il faut en premier lieu inhiber le fonctionnement du thyristor. On sature donc MOS<sub>Bloc</sub>, ce qui permet de déclencher la commutation grâce à l'IGBT à l'instant  $t_1$  sans craindre l'amorçage du thyristor. Le courant croît dans l'IGBT, en fonction de  $V_g$  IGBT. Lorsque la tension  $V_g$  IGBT atteint un niveau suffisant (fonction de la valeur de  $D_{Zm}$ ), MOS<sub>HT</sub> se met à conduire. Au moment où l'impulsion de commande retombe (instant  $t_2$ ), MOS<sub>Bloc</sub> n'est plus conducteur, MOS<sub>HT</sub> alimente donc la gâchette du thyristor. Dès lors, le thyristor et l'IGBT conduisent : il n'est donc plus nécessaire de maintenir l'IGBT en conduction. A l'instant  $t_3$ , l'impulsion de commande  $V_g$  IGBT est retombée. Seul le thyristor conduit alors. Il ne s'arrêtera que lorsque  $I_{AK}$  deviendra inférieur au courant de maintien  $I_h$  du thyristor.

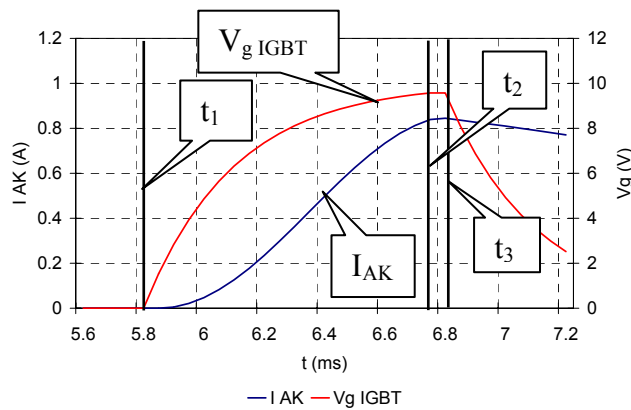


Figure IV-18 : Séquence d'une commutation à la fermeture de l'IGTH.

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus avec cette cellule connectée en gradateur monoalternance alimentant une ampoule de 100W. Le schéma est le suivant :

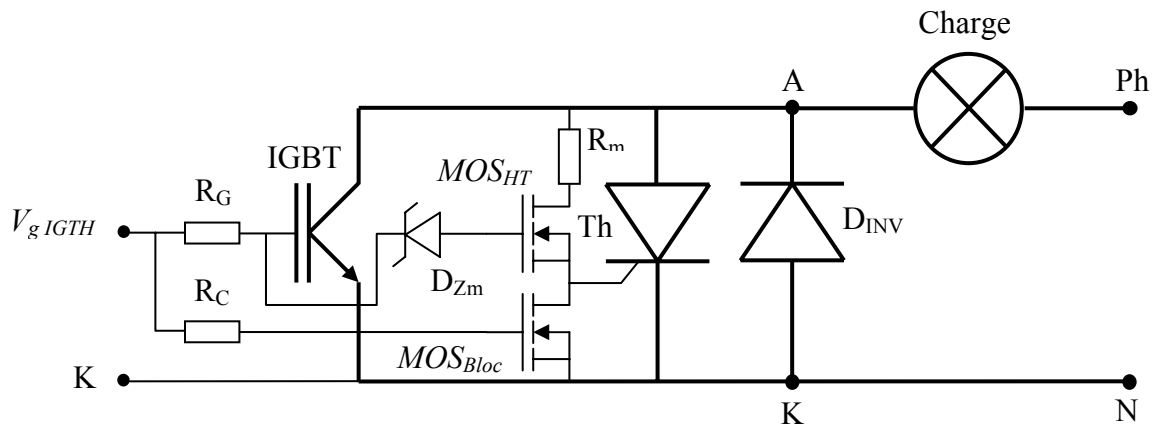


Figure IV-19 : Schéma du gradateur monoalternance à base d'IGTH

Les largeurs d'impulsion sont choisies de telle sorte que l'IGBT soit bien saturé avant de céder sa place au thyristor. Elles varient de 50 à 230 $\mu$ s.

Une première mesure des perturbations électromagnétiques nous indique que ce gradateur tel quel n'est évidemment pas compatible avec la norme (cas N°1, Figure IV-22). Mais plus curieusement, nous relevons une raie à 1MHz d'une amplitude intrigante. Un examen à l'aide d'une sonde de champ proche met l'accent sur de mauvaises soudures et surtout sur une incroyable pollution électromagnétique provenant de la structure IGTH. Une mesure des instants perturbateurs temporels telle qu'elle a été décrite précédemment, met directement en cause la diode  $D_{INV}$ . Par conséquent, nous avons dû remplacer la diode de redressement 1N4007, par une diode rapide à recouvrement doux, la STTA812DI (800V, 12A). Dès lors le spectre, bien que toujours supérieur au gabarit de la norme, est monotone décroissant; nous pouvons donc travailler sur la forme de la commutation.

#### IV.5.3 Recherche de l'instant perturbateur maximal

Notre premier travail a été de rechercher le retard à l'amorçage le plus perturbant pour l'application visée. Cette démarche systématique est d'autant plus justifiée ici que les lampes à incandescence ou halogène présentent une résistance qui varie avec la température. La Figure IV-20 montre les écarts obtenus entre les perturbations :

- les plus proches du gabarit si elles lui sont inférieures,
- les plus éloignées du gabarit si elles lui sont supérieures.

Le zéro représente le gabarit de la norme.

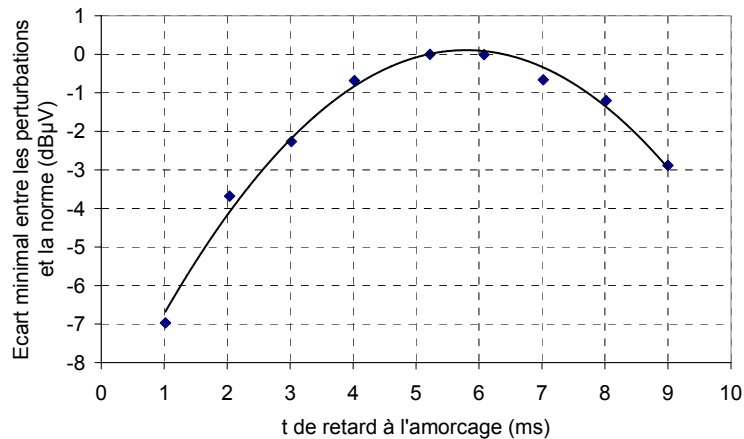


Figure IV-20 : Ecarts entre les perturbations produites et la norme en fonction du temps d'amorçage (♦ = mesure, trait plein = modélisation).

L'ensemble de ces points de mesure peut être modélisé par une parabole (trait plein). Elle fournit comme extremum un retard à l'amorçage de 5,8ms. Ce temps est donc celui qui est conservé pour tous les résultats suivants.

#### IV.5.4 Recherche de la commutation sinusoïdale.

Le but de ce travail est d'adoucir le début et la fin de la commutation de l'IGBT qui est commandé par un signal carré. Pour ce faire nous allons ajouter des composants entre grille et cathode pour le début de la commutation et entre grille et anode pour la fin de la commutation. Nous appelons  $Z_G$  et  $Z_{Miller}$  ces deux impédances qui seront connectées comme il est indiqué sur la Figure IV-21.

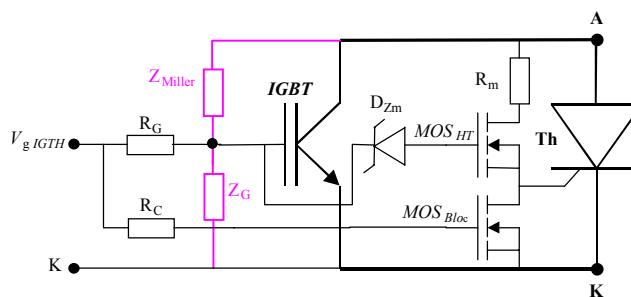


Figure IV-21 : Emplacement des impédances  $Z_G$  et  $Z_{Miller}$ .

$Z_G$  sera au minimum un condensateur de façon à obtenir une forme exponentielle croissante pour limiter les  $di/dt$ .  $Z_{Miller}$  sera soit un condensateur discret, soit la capacité parasite d'une jonction. On souhaite ainsi augmenter la capacité Miller de l'IGBT de façon à adoucir la fin de la commutation.

Là encore, nous présentons Figure IV-22, les écarts obtenus avec la norme pour les différents circuits testés et indiqués dans le tableau suivant :

N° d'essai	$Z_G$	$Z_{\text{Miller}}$	Observations
1	Rien	rien	circuit de référence
2	capacité $C_G$	rien	
3	capacité $C_G$ diode zener $D_Z$ en série	rien	$D_Z$ compense la tension de seuil de l'IGBT
4	Rien	capacité $C_{\text{Miller}}$	
5	Rien	capacité $C_{\text{Miller}}$ non linéaire	
6	Rien	capacité de diode $D_{\text{Miller}}$ diode zener $D_{Z\text{Miller}}$ en série	$D_{Z\text{Miller}}$ permet la saturation de l'IGBT
7	capacité $C_G$ diode zener en série $D_Z$	capacité de diode $D_{\text{Miller}}$ diode zener $D_{Z\text{Miller}}$ en série	

Tableau IV-1 : Description des essais effectués.

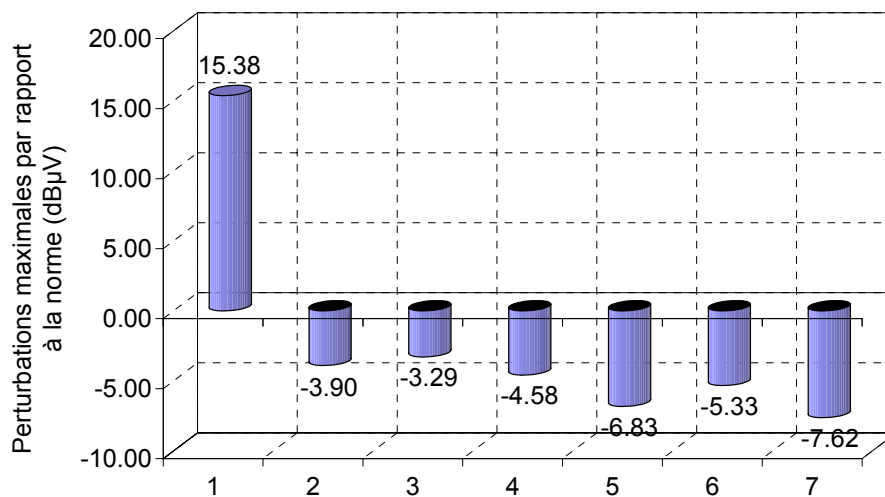


Figure IV-22 : Ecarts entre les perturbations et la norme en fonction des différents circuits de commande. Pour les essais, se référer au Tableau IV-1.

Il apparaît clairement que l'on peut gagner de nombreux décibels rien qu'en gérant, même de façon simple, la commutation. En effet, l'adjonction d'une capacité entre la grille et la cathode de l'IGBT permet un gain de presque 20dBµV et rend l'application conforme aux normes.

Ensuite, bien que la commutation se rapproche globalement d'une sinusoïde, les résultats sont quasi-identiques. Cela s'explique à chaque fois par des sauts de courant dus en général au passage "de témoin" entre l'IGBT et le thyristor. En effet, il existe à l'origine une différence

entre la chute de tension de l'IGBT saturé et celle du thyristor en conduction, entraînant l'existence d'un saut de courant. Si on ajoute à cela des diodes pour leur capacité parasite en  $Z_{\text{Miller}}$ , on crée un montage anti-saturation pour l'IGBT, ce qui accroît cette inégalité.

Mais un autre problème apparaît quand on a bien réglé la commutation, car les perturbations ne sont plus générées par celle-ci, mais par la commutation naturelle du thyristor. Pour mémoire, rappelons qu'un thyristor amorcé le reste tant que le courant qui le traverse est supérieur à son courant de maintien  $i_h$ , avec  $i_h$  faible mais jamais nul, ce qui entraîne des discontinuités.

Pour mettre en évidence l'importance de ces petits sauts de courant nous avons réalisé des simulations d'un courant :

- $I_{AK}$  idéal,
- $I_{AK}$  en tenant compte d'un  $i_h$  qui génère un saut de 1% du courant maximal ( $\approx 10\text{mA}$ ),
- $I_{AK}$  en tenant compte d'un saut de courant de 1% dû au passage IGBT/thyristor,
- $I_{AK}$  en tenant compte des deux sauts de courant précédents.

La Figure IV-23 propose la forme du courant analysé et des grossissements sur les sauts de courant évoqués.

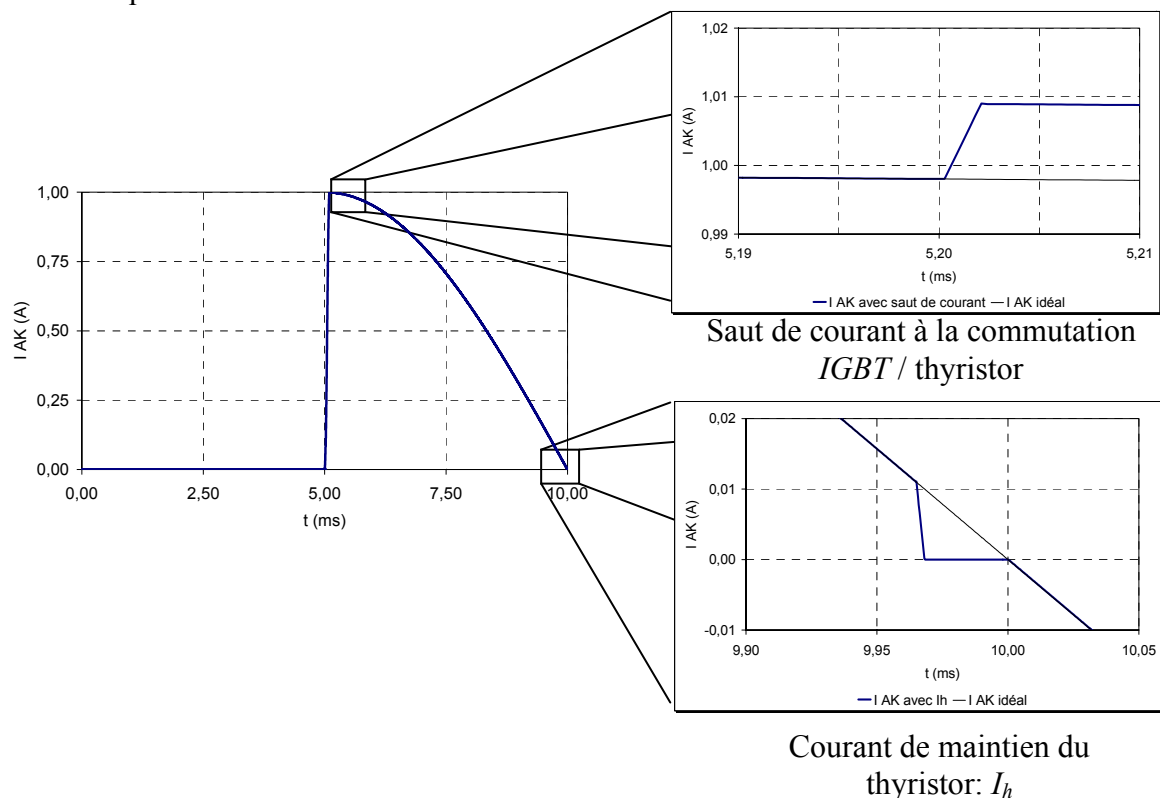


Figure IV-23 : Forme théorique du courant  $I_{AK}$  et de ses imperfections.

La Figure IV-24 donne les résultats CEM de la simulation.

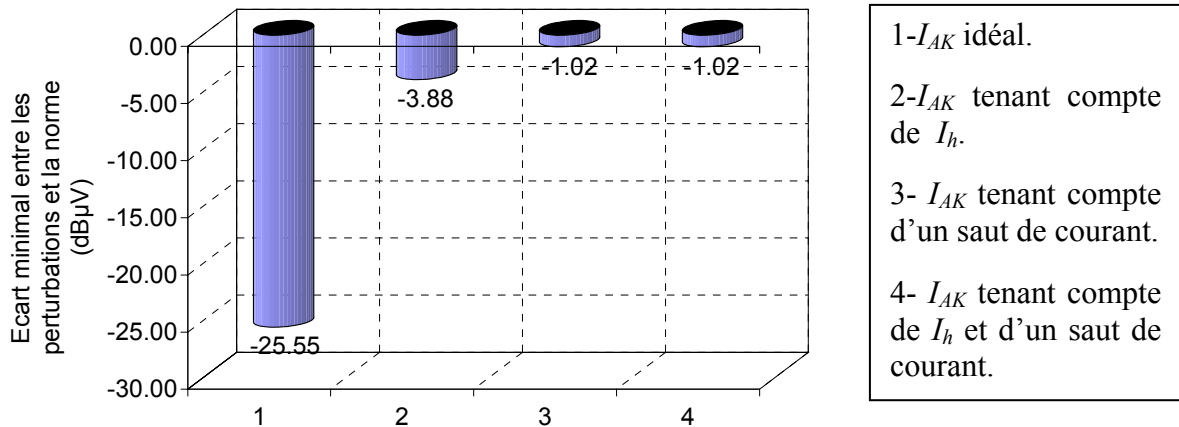


Figure IV-24 : Ecart entre norme et perturbations de  $I_{AK}$  idéal et de ses imperfections.

Nous voyons donc sans ambiguïté l'importance de ces discontinuités, qui nous font perdre au minimum 21dBμV. On s'aperçoit également que le saut le plus perturbateur est celui créé par le courant de maintien. Ce graphe confirme à nouveau nos résultats théoriques puisqu'il nous indique que les perturbations totales sont égales à celles de l'instant le plus perturbateur. En effet, entre les simulations 3 et 4 il n'y aucune différence.

A titre de comparaison, nous donnons Figure IV-25 le schéma de la solution la plus performante et Figure IV-26 la forme du courant  $I_{AK}$  et de la tension relevée sur la grille de l'IGBT. Les essais ont été réalisés avec une ampoule à incandescence de 100W.

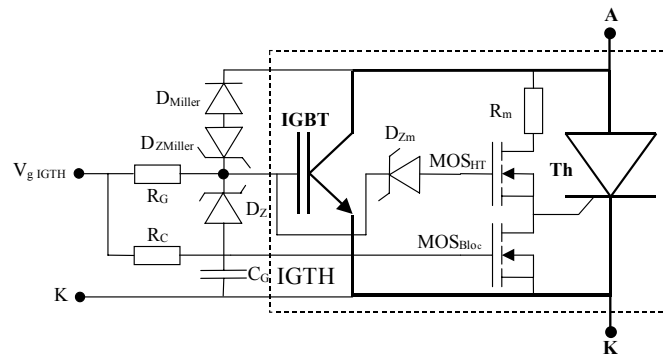


Figure IV-25 : Schéma de la solution la plus performante au niveau CEM.

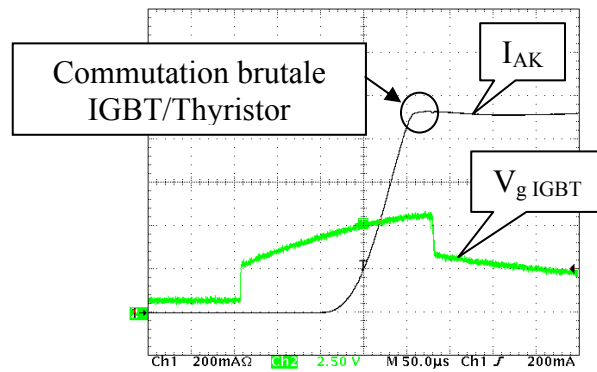


Figure IV-26 : Forme de la commutation et de la tension de grille du schéma de Figure IV-25.

La commutation ressemble à une sinusoïde et le saut de courant est vraiment très faible, les perturbations générées sont en dessous du gabarit de la norme (voir la Figure IV-22, cas N°7).

#### IV.5.5 Conclusion

La structure IGTH est particulièrement intéressante pour le gradateur, car elle permet de commuter des charges de 500W sans radiateur démesuré. De par sa constitution interne il est possible de la piloter avec des impulsions carrées courtes (de l'ordre de 200µs). Des composants simples (diodes et capacités) rendent la commutation presque sinusoïdale, ce qui évite les filtres secteur pour satisfaire les normes NF EN55014-15.

Cependant, nous avons pu mettre en évidence quelque carences. La première concerne la différence de tension qui existe entre l'IGBT saturé et le thyristor amorcé. Nous avons réussi à minimiser cet écart en insérant une diode zener à l'impédance  $Z_{\text{Miller}}$  (essais N° 6 et 7). Le second problème concerne le saut de courant provoqué par le courant de maintien  $i_h$ .

Ces lacunes ont été mises en évidence par l'étude de la CEM conduite. En effet, la forme d'onde du courant observé à l'oscilloscope ne permet pas d'observer ses sauts, alors qu'ils génèrent un bruit important, et qu'ils sont d'une importance capitale dans la génération du spectre des perturbations électromagnétiques.

Pour résoudre ces deux points, nous devons chercher des solutions avec des composants discrets, alors que les équipes du design travailleront sur les caractéristiques des composants intégrés.

Globalement cette cellule doit être améliorée, car ses performances et sa simplicité de commande en font une bonne candidate pour la commutation 50Hz avec des charges de l'ordre du kW. Aussi, nous nous attachons à trouver des règles de calcul qui généralisent les choix des composants,  $Z_G$  et  $Z_{Miller}$  en particulier. A titre d'exemple, si la capacité Miller est trop importante, il y a auto-amorçage de l'IGTH, ce qui n'est pas tolérable.

## **IV.6 La fonction intégrée à base de MBS**

### **IV.6.1 Introduction**

L'étude de la fonction MBS en est à ses balbutiements. Le concept de base consiste à réaliser une structure intégrée commandable, qui soit bidirectionnelle en tension et en courant. On souhaite que cette cellule soit "intelligente", c'est-à-dire qu'elle dispose d'un driver qui gère la bistabilité de l'interrupteur et contrôle les commutations. L'alimentation devra être puisée au travers de la charge de façon à limiter la consommation. Ainsi, un éventuel micro-contrôleur aurait un rôle réduit aux commutations ON/OFF de l'interrupteur et les alimentations auxiliaires auraient des puissances réduites. Les applications sont multiples puisque l'on peut par exemple espérer :

- piloter des moteurs asynchrones de quelques kW,
- réaliser un relais statique capable de :
  - ◆ générer un démarrage doux (soft start)
  - ◆ détecter une charge inductive,
  - ◆ détecter une charge capacitive,
  - ◆ détecter un court-circuit et "disjoncter".

On souhaite :

- protéger les personnes,
- avoir un état de très faible consommation (veille),
- puiser l'alimentation de la commande sur la partie puissance,
- commander la fermeture (ON) et l'ouverture (OFF) de la puissance par une seule impulsion (bistabilité),
- commuter au zéro de tension,
- donner l'état de la cellule (ON/OFF) par une ligne "status",



- détecter le composant en défaut (mode diode),
- protéger l'électronique,

et bien sûr l'ensemble devra être CEM.

Tous ces points ne sont pas forcément réunis sur la même cellule, mais sont choisis en fonction l'application visée.

Cette démarche est motivée par le fait qu'aujourd'hui, la priorité technologique des fournisseurs d'équipements électroniques n'est plus, comme elle l'a été longtemps, la réduction systématique des coûts, mais la réponse à des niveaux élevés de qualité. En effet, la vente d'un produit n'est possible que s'il assure la sécurité de ses utilisateurs ou s'il ne perturbe pas les appareils électroniques voisins par des émissions électromagnétiques. Les exigences normatives sur ces thèmes sont de plus en plus sévères, comme celles sur la consommation des équipements électroniques. L'objectif est alors de réduire la puissance globale absorbée sur les réseaux de distribution d'énergie afin d'éviter l'accroissement du nombre de centrales électriques.

Tous les points précédemment exposés sont à l'étude. Nous limitons ici notre présentation à celle du Turn-On en basse tension.

#### IV.6.2 Structure de la fonction

Pour réaliser la bidirectionnalité tant en courant qu'en tension, nous allons appliquer le même principe que pour le triac, c'est-à-dire deux ensembles monoalternance connectés en antiparallèle.

De ce fait nous allons dans un premier temps nous intéresser uniquement à la mise au point de la demi-cellule MBS.

Dans un premier temps nous avons souhaité étudier la commutation pour la rendre, conformément à ce que nous avons déjà évoqué, la plus sinusoïdale possible. Pour cela nous souhaitons déterminer et modéliser les paramètres des composants de puissance qui ont un rôle dans la commutation.

#### IV.6.3 Paramètres d'une commutation à la fermeture des composants à grille isolée

Cette étude a été réalisée pour la phase de mise en conduction (Turn-On) d'un IGBT discrets (Harris HGTP3N60) sur des charges résistives.

Contrairement aux modèles d'IGBT que l'on trouve dans la littérature [4][5], nous ne souhaitons pas forcément obtenir un modèle qui tiennent compte de la physique du composant. Notre but consiste à établir un modèle électrique "macroscopique" ou comportemental à l'image de [6], [7], c'est-à-dire : sur quoi dois-je agir pour que le composant commute de telle manière? Ou encore, quelle est l'influence de la capacité  $C_{gc}$  sur la commutation ON? D'où notre étude.

La première étape de cette démarche consiste à établir une représentation "macroscopique" des composants cibles. Elle est basée sur des paramètres mesurables du composant discret : la transconductance, les capacités parasites et la caractéristique statique.

Dans un deuxième temps cette représentation a été modélisée, puis les résultats comparés à la réalité en modifiant le point de fonctionnement du composant.

Enfin, la simulation a permis de faire varier les paramètres pour connaître leur impact sur la forme de la commutation.

Nous commençons par la représentation de la caractéristique statique, puis nous verrons la prise en compte des capacités parasites et enfin l'influence des variations du circuit de grille et celles de la charge.

#### IV.6.4 Caractéristique statique de l'IGBT

Son symbole est donné à la Figure IV-27.

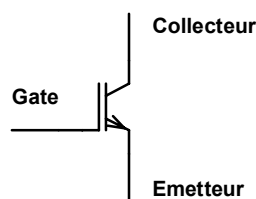


Figure IV-27 : Symbole de l'IGBT.

La caractéristique statique d'un IGBT est présentée à la Figure IV-28. On peut observer :

- une première zone, pour les forts  $V_{ce}$ , dans laquelle le courant reste quasi constant pour un  $V_{ge}$  donné quelle que soit la tension  $V_{ce}$  appliquée aux bornes du composant. C'est la zone linéaire du composant et le courant ne dépend alors plus que de  $V_{ge}$ ,
- une seconde zone, pour une combinaison de faibles  $V_{ce}$  et de fort  $V_{ge}$ , dans laquelle le courant varie fortement pour une petite variation de tension aux bornes du composant. C'est la zone saturée du composant.

Dans le cas du Turn-On sur charge résistive, le point de fonctionnement passe du point 1 au point 2 en suivant une droite (Figure IV-28). Il convient donc, pour représenter le comportement de l'IGBT, de définir une limite simple entre ces deux zones.

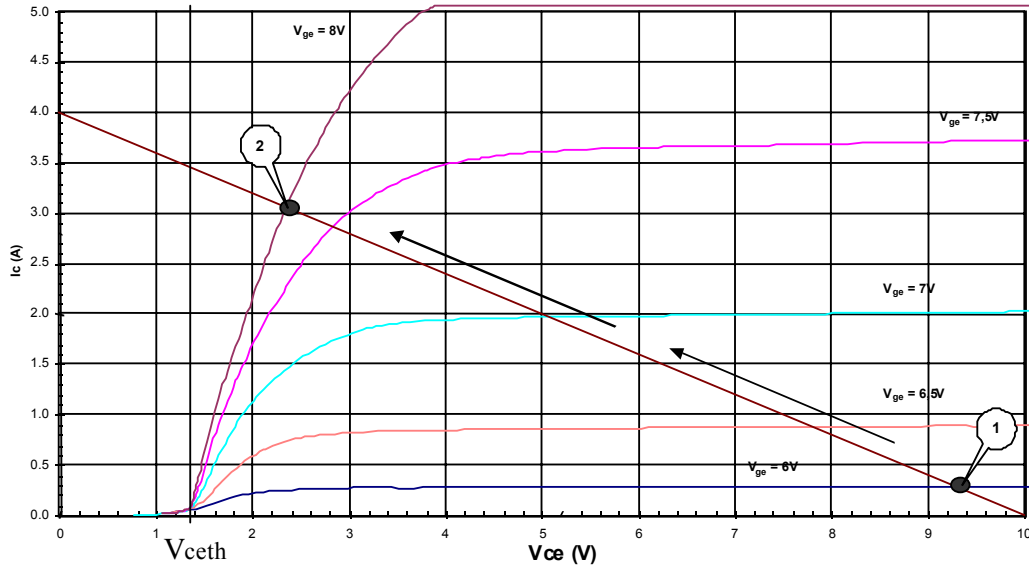


Figure IV-28 : Caractéristique statique et droite de charge.

Excepté le léger décalage à droite ( $V_{ceth}$ , voir Figure IV-29), cette caractéristique statique est identique à celle d'un MOS. Par conséquent, nous avons adapté la délimitation utilisée pour la représentation du comportement des MOS [8]. Ainsi, pour :

- $V_{ce} < V_{gs} - V_{gsth} + V_{ceth}$  l'IGBT opère en mode saturé,
- $V_{ce} > V_{gs} - V_{gsth} + V_{ceth}$  l'IGBT se trouve en zone linéaire,

Avec,  $V_{gsth}$  la tension de seuil au dessous de laquelle l'IGBT est bloqué,

$V_{ceth}$  la tension minimale entre collecteur et émetteur de l'IGBT.

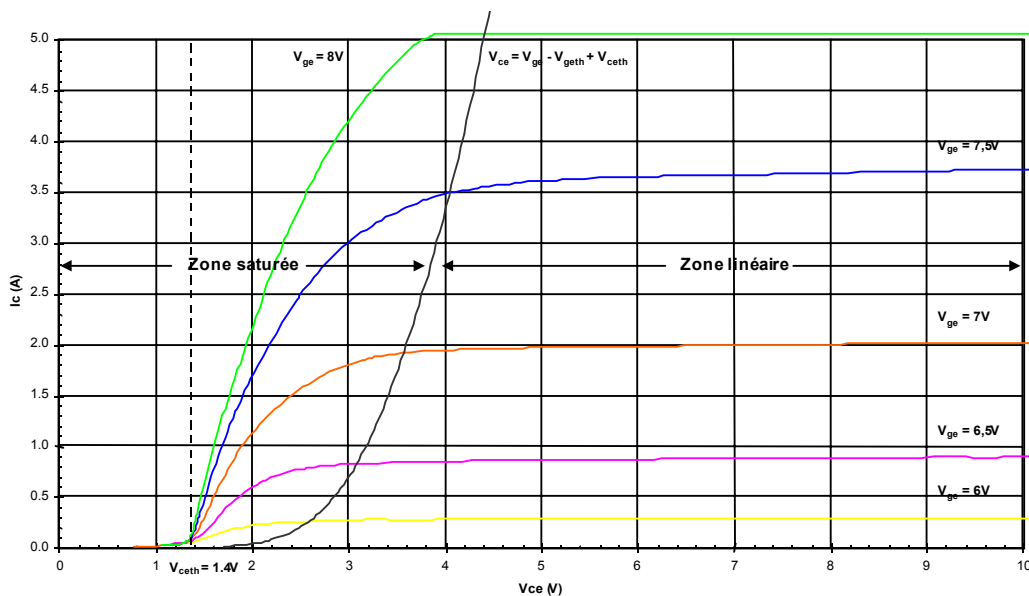


Figure IV-29 : Délimitation des zones de fonctionnement.

#### IV.6.5 Représentation de la zone linéaire.

Dans cette zone, l'IGBT se comporte alors comme une source de courant commandée par la tension  $V_{ge}$ . La transconductance ( $G_{fs}$ ) établie pour  $I_c=f(V_{ge})$  détermine alors le comportement du transistor. Cette courbe peut, en première approximation, être linéarisée par deux segments de droite : un de pente nulle jusqu'à une tension de seuil ( $V_{geth}$ ), puis ensuite un de pente constante.

Or, le début de la commutation est le reflet direct de cette caractéristique puisque la valeur de la capacité grille collecteur ( $C_{gc}$ ) est très faible et sa variation quasi nulle. L'effet Miller se fait donc peu sentir et c'est  $V_{ge}$  qui commande directement  $I_c$  sans effet de contre réaction. Si l'on désire supprimer les discontinuités de courant et de tension observées à la mise en conduction, il convient d'adoucir la forme de  $G_{fs}$  autour de la tension  $V_{geth}$ .

Il existe deux solutions pour représenter de la zone linéaire réelle :

- Essayer de trouver une formule mathématique se rapprochant suffisamment des valeurs mesurées.
- Utiliser un tableau de valeurs issues de la mesure.

C'est cette dernière solution que nous avons choisie en raison de sa facilité de réalisation.

Les points de mesure sont obtenus en utilisant un traceur de courbe. Pour éviter de surcharger le simulateur, nous avons pris un point de mesure tous les 100mV sur un intervalle compris entre  $V_{geth}$  et 12V, puis nous avons extrapolé de cette courbe un point à  $V_{gemax}$  en supposant que la caractéristique était quasi-linéaire au delà de 9V. Les courbes réelle et simulée sont portées sur la Figure IV-30.

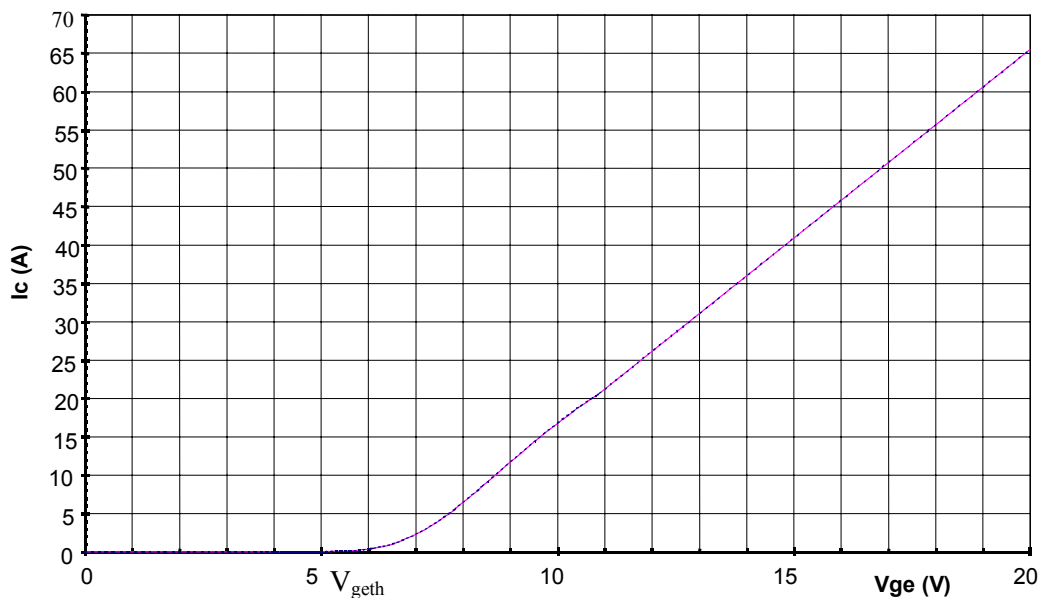


Figure IV-30 : Représentation de la caractéristique  $I_c=f(V_{ge})$ . En pointillés la courbe mesurée, en trait plein la courbe simulée.

Les courbes sont très proches, ce qui est de bon augure pour les simulations finales.

#### IV.6.6 Représentation de la zone saturée.

Cette zone définit les valeurs finales des courants et tensions lors de la mise en conduction de l'IGBT. En effet, à la fin du Turn-On, le point de fonctionnement correspond à l'intersection de la caractéristique statique avec la droite de charge du circuit. Il doit donc se situer dans la zone saturée pour permettre d'obtenir les pertes de puissance minimales dans le composant. Aussi, cette zone est très importante pour la définition de la forme d'onde au Turn-On de l'IGBT.

Là encore, nous adaptons le comportement bien connu des MOS dans leur zone 'ohmique' soit l'équation [8] :

$$I_d = K \cdot \left[ (V_{gs} - V_{gsth}) - \frac{V_{ds}}{2} \right] \cdot V_{ds} \quad \text{pour } 0 \leq V_{ds} \leq V_{gs} - V_{gsth}$$

Nous extrapolons cette formule pour l'IGBT, nous obtenons :

$$I_c = K \cdot \left[ (V_{ge} - V_{geth}) - \frac{V_{ce} - V_{ceth}}{2} \right] \cdot (V_{ce} - V_{ceth}) \text{ pour } V_{ceth} \leq V_{ce} \leq V_{ge} - V_{geth} + V_{ceth}$$

La modélisation de base de l'IGBT est par conséquent basée sur deux sources de courant qui se complètent et permettent de couvrir la totalité de la caractéristique statique du composant (Figure IV-31).

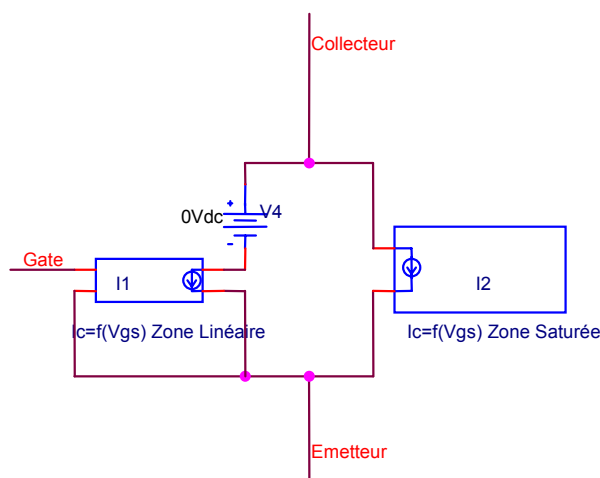


Figure IV-31 : Les sources de courant de la représentation de l'IGBT.

A ce stade, notre modèle est beaucoup trop simpliste pour donner des résultats corrects sur l'ensemble de la commutation. Sans montrer de figure, nous pouvons tout de même indiquer que :

- La tension de grille ( $V_{ge}$ ) ne présente pas un plateau aussi marqué que dans la réalité,
- Les pentes de  $I_c$  et de  $V_{ce}$  sont éloignées de celles des courbes mesurées,
- Le début de la mise en conduction est beaucoup plus abrupt que dans la réalité et ce tant sur la forme d'onde de la tension  $V_{ce}$  que sur celle du courant  $I_c$ ,
- Le début de la mise en conduction est retardé par rapport à la réalité.

Par contre les valeurs initiale et finale sont très satisfaisantes.

Pour améliorer notre modèle, nous allons prendre en compte les capacités parasites et leurs variations.

#### IV.6.7 Prise en compte des variations des capacités parasites.

L'IGBT et ses capacités parasites sont donnés Figure IV-32.

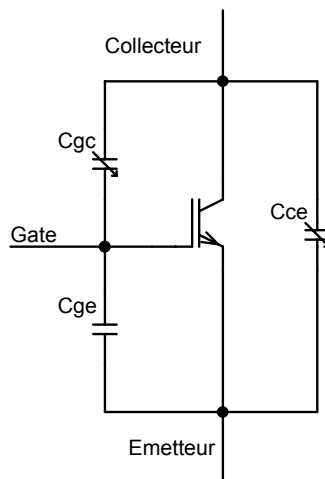


Figure IV-32: L'IGBT et ses capacités parasites.

Le plateau observé sur  $V_{ge}$  est dû à la variation de la valeur de la capacité Grille-Collecteur  $C_{gc}$  qui est inversement proportionnelle à la tension appliquée à ses bornes. Ce phénomène de contre réaction entre tensions de Collecteur et de Grille est connu sous le nom d'effet Miller. Lors de la commutation, la tension Collecteur-Grille diminue, la capacité  $C_{gc}$  augmente alors. Si on suppose que le  $dV/dt$  reste constant, le courant d'appel de la capacité augmente car pour

celle-ci  $I = C \cdot \frac{dV}{dt}$ . Ce courant d'appel s'oppose à la charge de la capacité  $C_{ge}$  en absorbant la majorité du courant fourni par la source de commande. Le résultat est le plateau bien connu présent sur la tension de grille du composant.

Tout comme ( $C_{gc}$ ), la capacité Collecteur-Emetteur ( $C_{ce}$ ) est dépendante de la tension à ses bornes. Elles peuvent être représentées par des capacités de diffusion de jonction PN [9]. Leurs variations répondent à l'équation :

$$C = \frac{C_{v0}}{(1 + V / \phi_B)^n} \quad \text{où : } C_{v0} \text{ est la valeur de la capacité à zéro volt,}$$

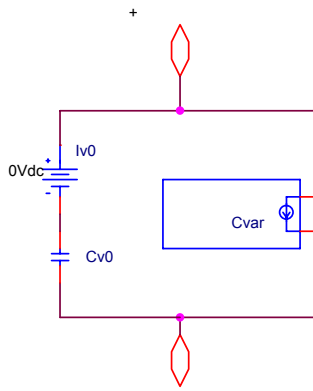
$\phi_B$  est le potentiel de jonction,

$n$  est un indice qui dépend du semi-conducteur,

$V$  est la tension aux bornes de la capacité ( $V > -\phi_B / 2$ ).

$\phi_B$  et  $n$  sont fixés aux valeurs habituelles du silicium, soit respectivement 0,7 et 05.

Ces capacités peuvent être représentées par le schéma de la Figure IV-33 dans lequel  $C_{v0}$  permet de représenter la valeur de la capacité pour une tension nulle à ses bornes et où  $C_{var}$  permet, grâce à une équation (solution retenue) ou à une table de valeurs, de rétablir le véritable courant circulant dans la capacité en fonction de la tension à ses bornes [10].



*Figure IV-33 : Représentation des capacités de diffusion.*

Pour  $V > -\phi_B / 2$ , Le courant de  $C_{var}$  est égal à :

$$I_{\text{var}} = I_{\text{v0}} \cdot \left[ \frac{1}{(1 + V / \phi_B)^n} - 1 \right]$$

Pour rendre valable cette équation quelle que soit la tension appliquée à la capacité, nous supposons que pour  $V < -\phi_B / 2$  la capacité globale restera constante.

D'où :

$$I_{\text{var}} = I_{\text{v0}} \cdot \left[ \frac{1}{\left( 1 + \frac{-\frac{\phi_B}{2} + \left| V + \frac{\phi_B}{2} \right| + V + \frac{\phi_B}{2}}{\phi_B} \right)^n} - 1 \right]$$

Ainsi définies, les capacités de diffusion ne donnent pas entière satisfaction quand la tension augmente à leurs bornes. Ceci est dû à l'approximation qui a été faite sur  $\phi_B$  et n. Pour approcher au mieux ces valeurs, nous avons utilisé l'optimisateur ORIGIN 5.0 (algorithme de Levenberg-Marquardt) qui nous a déterminé  $\phi_B = 1,23$  et  $n = 1,01$ . Bien sûr, ces valeurs ne reflètent pas les valeurs physiques (souvent  $C_{gc}$  est représentée par deux capacités en série), mais elles permettent d'obtenir une courbe de variation de la capacité de diffusion  $C_{gc}$  simulée proche de la réalité (Figure IV-33).

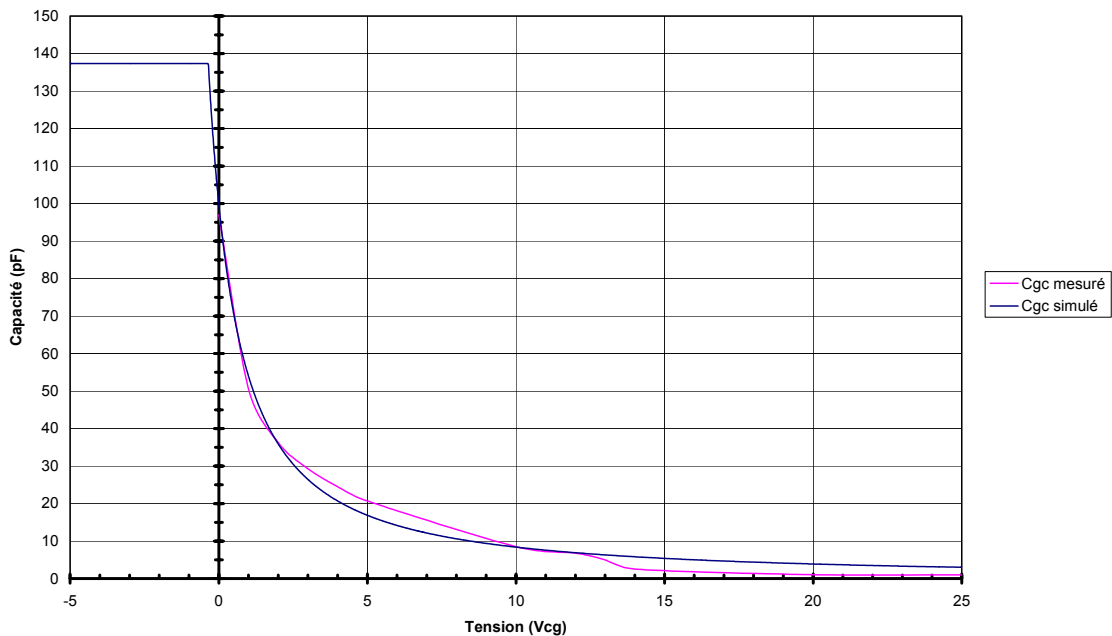


Figure IV-34 : Courbes de variation de la capacité  $C_{gc}$  en fonction de la tension.



Les courbes étant très proches, nous garderons cette approximation car elle est simple à obtenir : un seul point de mesure de capacité à 0V, puis une optimisation de deux paramètres.

#### IV.6.8 Simulation de la représentation électrique

Le circuit électrique utilisé sous Spice (Figure IV-35) prend en compte tous les points évoqués ci-dessus.

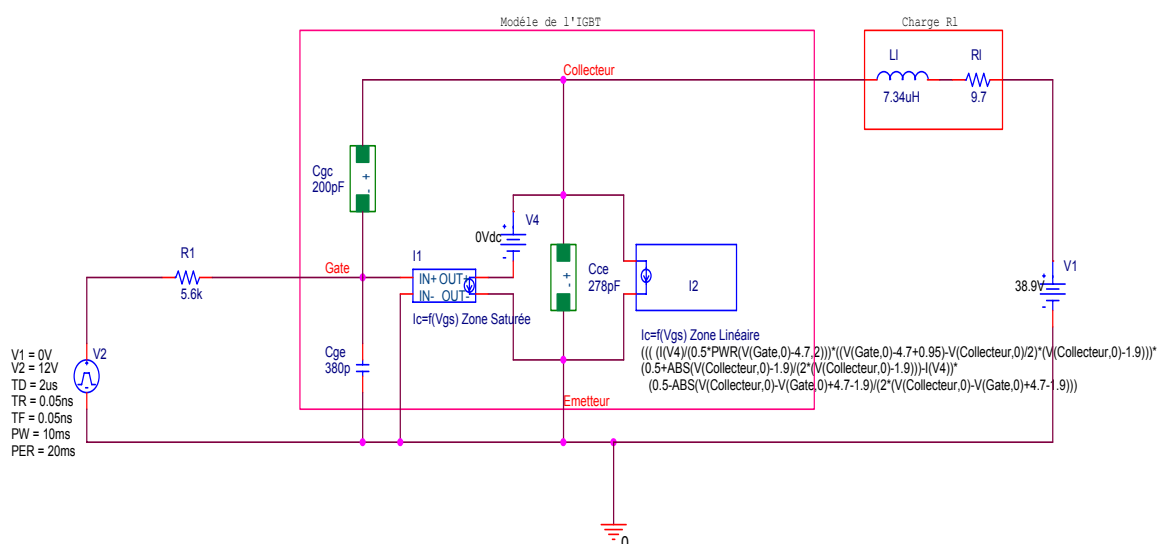


Figure IV-35 : Schéma du montage de test en commutation avec les capacités de diffusion.

Si on considère uniquement la zone saturée, dans le schéma électrique de la Figure IV-35, le courant dans la charge  $I_L$  vaut :

$$I_L = I_1 + I_2$$

Nous voulons que lorsque la représentation se trouve en condition de saturation, le courant dans la charge  $I_L$  soit égal au courant de saturation, d'où le calcul du courant  $I_2$  :

$$I_2 = I_c - I_1$$

Or  $I_c$  a préalablement été défini, d'où :

$$I_2 = K \cdot \left[ (V_{ge} - V_{geth}) - \frac{V_{ce} - V_{ceth}}{2} \right] \cdot (V_{ce} - V_{ceth}) - I_1 \quad \text{pour } V_{ceth} \leq V_{ce} \leq V_{gs} - V_{gsth} + V_{ceth}$$

La formule contrôlant la source de courant  $I_2$  devant être utilisée quelle que soit la valeur de  $V_{ce}$ , elle doit vérifier :

$$I_2 = -I_1 \text{ pour } V_{ce} < V_{ceth}$$

$$I_2 = I_c \text{ pour } V_{ceth} \leq V_{ce} \leq V_{ge} - V_{geth} + V_{ceth}$$

$$I_2 = 0 \text{ pour } V_{ce} > V_{ge} - V_{geth} + V_{ceth}$$

D'où la formule générale du courant  $I_2$  :

$$I_2 = \left\{ K \cdot \left[ (V_{gs} - V_{gsth}) - \frac{V_{ce} - V_{ceth}}{2} \right] \cdot (V_{ce} - V_{ceth}) \cdot \left[ \frac{1}{2} + \frac{|V_{ce} - V_{ceth}|}{2 \cdot (V_{ce} - V_{ceth})} \right] - I_1 \right\} \cdot \left[ \frac{1}{2} - \frac{|V_{ce} - V_{ge} + V_{geth} - V_{ceth}|}{2 \cdot (V_{ce} - V_{ge} + V_{geth} - V_{ceth})} \right]$$

définie quelle que soit  $V_{ce}$

Pour pouvoir utiliser cette équation, il reste à définir la valeur de la constante K qui assure la continuité de la caractéristique entre la zone saturée et la zone linéaire au point  $V_{ce} = V_{ge} - V_{geth} + V_{ceth}$ . Cette constante est obtenue en remplaçant  $V_{ce}$  par sa valeur dans l'équation de  $I_c$ , ce qui donne :

$$K = \frac{I_2}{\left( V_{ge} - V_{geth} - \frac{V_{ge} - V_{geth} + V_{ceth} - V_{ceth}}{2} \right)}$$

soit encore :

$$K = \frac{2 \cdot I_1}{(V_{ge} - V_{geth})^2}$$

D'où la formule générale du courant  $I_2$  qui permet d'assurer la continuité entre zone saturée et linéaire dans toutes les conditions :

$$I_2 = \left\{ \frac{2 \cdot I_1}{(V_{ge} - V_{geth})^2} \cdot \left[ (V_{gs} - V_{gsth}) - \frac{V_{ce} - V_{ceth}}{2} \right] \cdot (V_{ce} - V_{ceth}) \cdot \left[ \frac{1}{2} + \frac{|V_{ce} - V_{ceth}|}{2 \cdot (V_{ce} - V_{ceth})} \right] - I_1 \right\} \cdot \left[ \frac{1}{2} - \frac{|V_{ce} - V_{ge} + V_{geth} - V_{ceth}|}{2 \cdot (V_{ce} - V_{ge} + V_{geth} - V_{ceth})} \right]$$

Grâce au schéma électrique et aux équations précédemment établies, nous avons réalisé les simulations du courant  $I_c$ , des tensions  $V_{ce}$  et  $V_{ge}$ , puis comparé les résultats aux signaux réels. Les courbes obtenues sont respectivement reproduites Figure IV-36, Figure IV-37 et Figure IV-38.

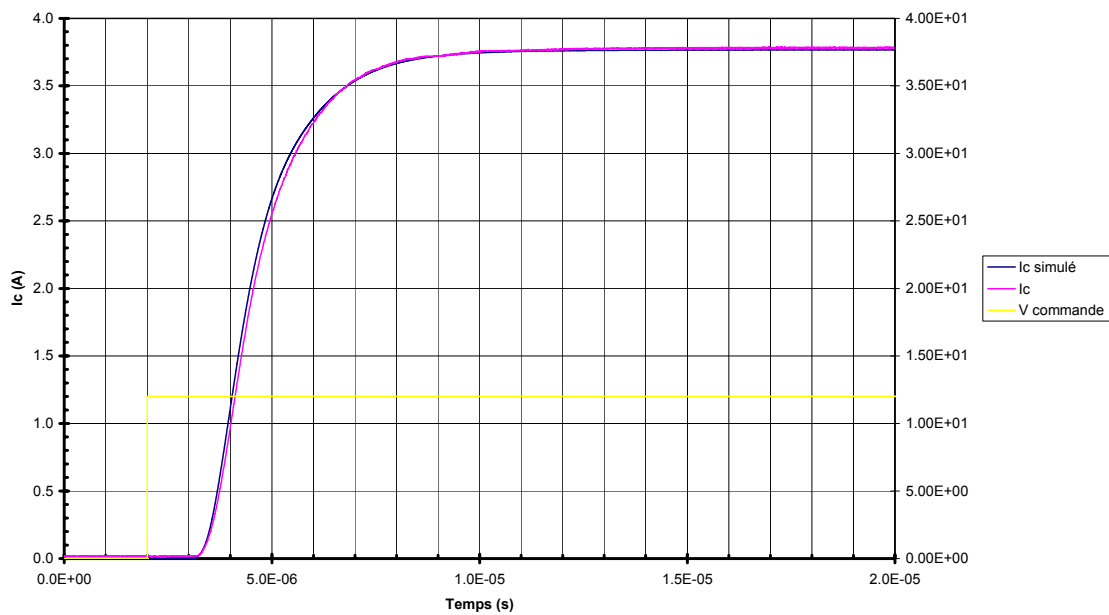


Figure IV-36 : Courbes réelle et simulée du courant  $I_c$ .

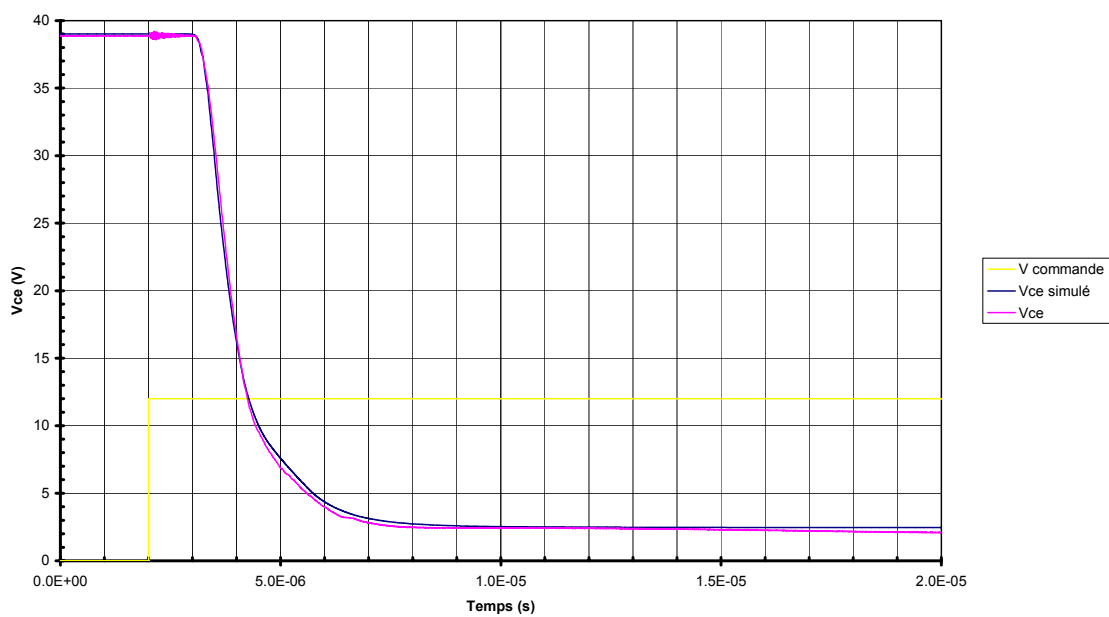


Figure IV-37 : Courbes réelle et simulée de la tension  $V_{ce}$ .

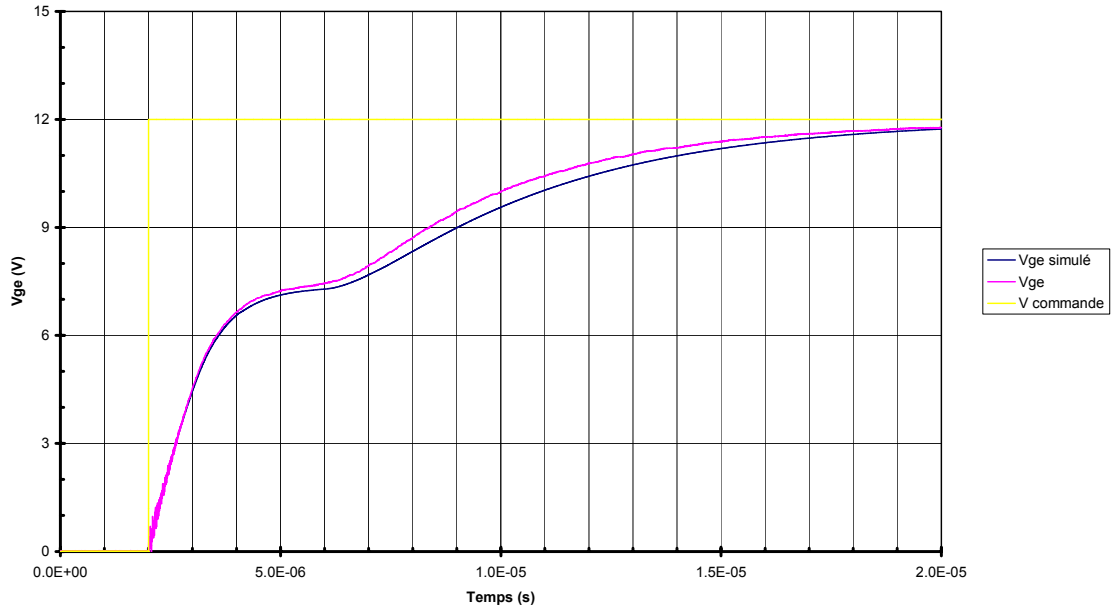


Figure IV-38 : Courbes réelle et simulée de la tension  $V_{ge}$ .

La comparaison entre les formes d'ondes simulées et mesurées permet d'observer une bonne concordance entre la représentation électrique de l'IGBT et la réalité.

En effet, la forme d'onde du courant  $I_c$  est très proche des valeurs mesurées tout au long de l'amorçage, de même que la tension collecteur  $V_{ce}$  ; seule la tension  $V_{ge}$  s'écarte un peu plus de la réalité.

Il convient toutefois d'analyser l'erreur de notre représentation au niveau fréquentiel. Pour cela, nous avons effectué une FFT de 150kHz à 30MHz des formes d'ondes de la tension  $V_{ce}$  simulée et réelle en vue d'une comparaison (Figure IV-39) . Puis nous avons calculé l'erreur entre les deux courbes fréquentielles obtenues (Figure IV-40).

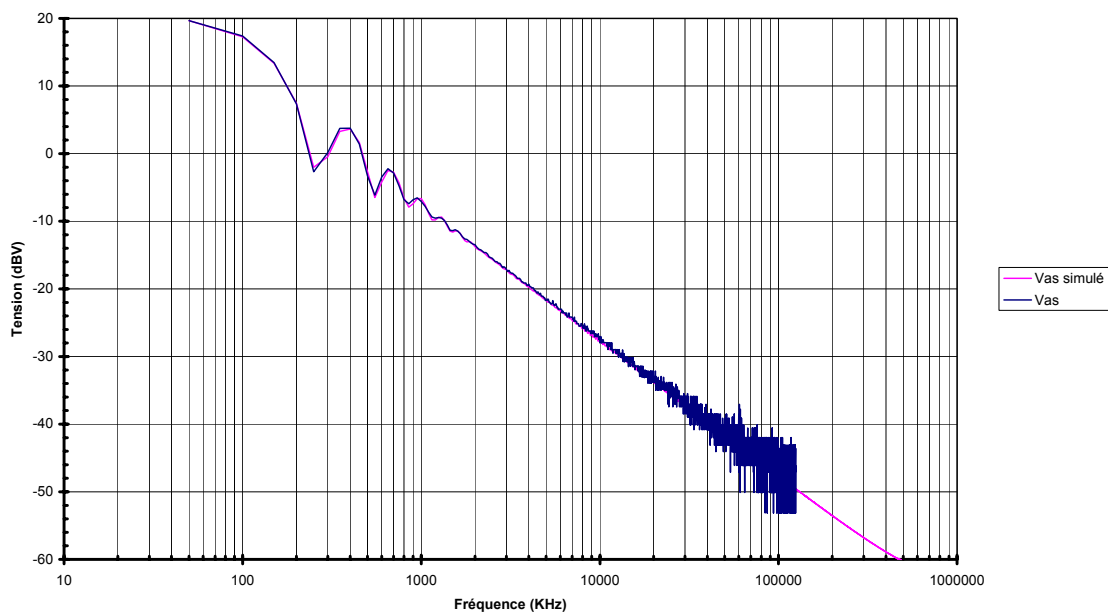


Figure IV-39 : Comparaison entre formes d'ondes fréquentielles simulées et mesurées.

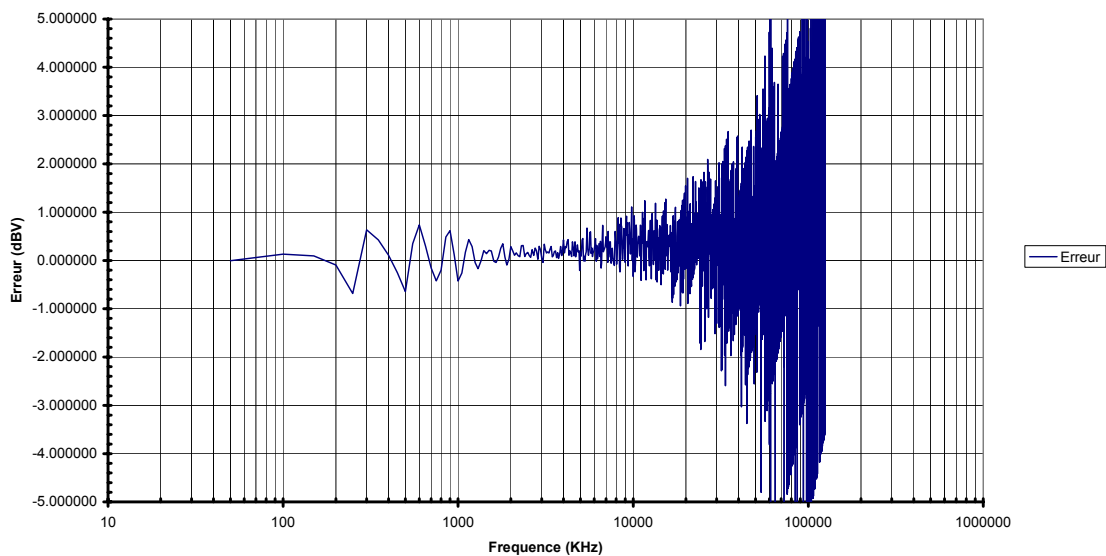


Figure IV-40 : Erreur de la représentation.

L'erreur globale obtenue reste dans une fourchette de  $\pm 12\%$  sur une fréquence de 150KHz à 10MHz. On peut noter qu'au delà de cette fréquence, la mesure devient très bruitée, nous ne pouvons donc plus tenir compte du calcul d'erreur effectué.

Globalement nous pouvons considérer les formes d'ondes obtenues comme une représentation correcte de la mise en conduction d'un IGBT sur charge résistive faiblement inductive.

#### IV.6.9 Etude des variations de certains paramètres

Nous avons voulu faire varier le point de fonctionnement de notre montage pour tester la robustesse de notre modèle. Aussi, nous présentons les résultats obtenus quand la résistance de grille, puis quand la résistance de charge varient. Les tests sont identiques aux deux précédents, soit une comparaison fréquentielle (Figure IV-39) de 150kHz à 30MHz et un calcul d'erreur (Figure IV-40). Etant donné que les spectres et les courbes d'erreurs sont tous très proches les uns des autres nous présenterons les résultats sous forme de tableau.

##### IV.6.9.1 Influence de la variation du circuit de grille

La résistance de charge est fixée à  $9,7\Omega$ , la tension d'alimentation est égale à 40V.

$R_g$	$1k\Omega$	$10k\Omega$	$100k\Omega$	$1M\Omega$
Erreur sur $V_{ce}$	$\pm 12\%$ ( $\pm 1dB$ )	$\pm 8\%$ ( $\pm 0,7dB$ )	$\pm 12\%$ ( $\pm 1dB$ )	$\pm 12\%$ ( $\pm 1dB$ )

Pour  $R_g = 100k\Omega$  et  $1M\Omega$ , les calculs d'erreurs ont été limités à 3MHz. Au delà, la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope couvre complètement l'erreur éventuelle.

##### IV.6.9.2 Influence de la variation du circuit de charge

La résistance de grille est fixée à  $10k\Omega$  et la tension d'alimentation est égale à 40V.

$R_l$	$9,7\Omega$	$22\Omega$	$47\Omega$
Erreur sur $V_{ce}$	$\pm 12\%$ ( $\pm 1dB$ )	$\pm 8\%$ ( $\pm 0,7dB$ )	$\pm 15\%$ ( $\pm 1,2dB$ )

#### IV.6.10 Conclusion

La réalisation d'une cellule MBS est loin d'être réalisée puisque sur tous les points évoqués dans l'introduction, seul le Turn-on basse tension a été étudié. Cependant, nous venons de montrer que le modèle mis au point sous Spice donne des résultats corrects. Il nous a, entre autres, permis de :

- déterminer les paramètres importants dans la commutation d'un IGBT,
- travailler sur ces paramètres pour obtenir une commutation quasi-sinusoïdale,

- faire varier les paramètres d'entrée et de charge de notre montage.

Ainsi, nous avons pu établir une bonne concordance :

- temporelle entre les formes d'ondes réelles et simulées de  $I_c$ ,  $V_{ce}$  et  $V_{ge}$ ,
- fréquentielle entre les formes d'ondes réelles et simulées de  $V_{ce}$ .

Lorsque j'ai écrit ce mémoire, nos résultats avaient été obtenus pour un seul montage. Depuis, de nombreux essais ont confirmé la validité de notre modèle qui de plus a été affiné pour des tensions de 300V.

Nous avons validé cette représentation électrique en faisant varier le point de fonctionnement du transistor grâce à la résistance de grille et à celle de charge. Aussi nous obtenons pour :

- la résistance de grille, où on peut considérer malgré la fluctuation de l'erreur et les erreurs de mesures, que l'erreur moyenne de notre représentation se situe autour de 12% de la tension  $V_{ce}$ . Cela semble correct puisqu'on ne tient pas compte des erreurs de mesures, des parasites du montage et des erreurs de détermination des paramètres de la représentation électrique.
- la charge  $R_l$ , une erreur contenue dans une fourchette de !15%. Avec notre modèle, la charge a un impact plus important sur la précision de la représentation que n'en a la variation de la résistance de grille. Ceci est dû à la représentation assez sommaire que nous avons utilisée pour la zone saturée de l'IGBT.

L'étude en cours actuellement consiste à caractériser encore quelques IGBT pour adapter notre modèle. Puis en parallèle, nous avons lancé une étude qui vise à élaborer une commande bistable tout en gérant la commutation du composant. Nous espérons obtenir un démonstrateur en septembre 2001 et une version intégrée, driver plus composant, dans un an. D'autres points seront développés en parallèle, mais déjà cette étape est primordiale dans le travail de cette thèse, car elle permet d'atteindre des systèmes CEM aux consommations réduites, en mode veille notamment.





- [1] GUITTON F., "*Etude des formes d'ondes CEM permettant d'éliminer le filtre secteur d'un convertisseur commutant des charges résistives directement sur le réseau basse tension. Application aux circuits intégrés de puissance ASD™*" Thèse de doctorat de l'université de Tours, Octobre 1999.
- [2] GUITTON F., MAGNON D., SIMONET J.M., LADIRAY O., "brevet"
- [3] RAULT P., "*Triacs applications and design for home appliances*", PCIM, Hong Kong, 1998.
- [4] Leturcq Ph., "*A study of distributed switching progress in IGBTs and other power bipolar devices*", PESC'97 Proc, pp. 139-147.
- [5] Leturcq Ph., Debrie JL., Berraies MO., "*A distributed model of IGBTs for circuit simulation*", EPE'97, vol.1, pp. 1.494-1.501.
- [6] LEMBEYE Y., "*Métrieologie de la commutation de puissance rapide. Contribution à la caractérisation et à la recherche d'un modèle d'IGBT*", Thèse de Doctorat de l'INPG, 1997.
- [7] LABOURE E. "*Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les alimentations continu-continu isolées*", thèse de doctorat de l'ENSC, 1995.
- [8] GEIGER R.L., ALLEN P.E., STRADER N.R. : "*VLSI Design Techniques For Analog And Digital Circuits*", Mc Graw-Hill 1990 p143-187.
- [9] PROTIVA F.F., APELDOORN O., GROOS N. : "*New IGBT model for PSPICE*", EPE 1993.
- [10] SHENG K., FINNEY S.J., WILLIAMS B.W. : "*Fast and accurate IGBT model for Pspice*" IEE 1996 Electronics Letters Online N° : 19961548.