
**Analyse du comportement
à l'amorçage des MBS**

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

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

1. Introduction

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

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

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

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

2. Représentation électrique du MBS à la fermeture

2.1 Introduction

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

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

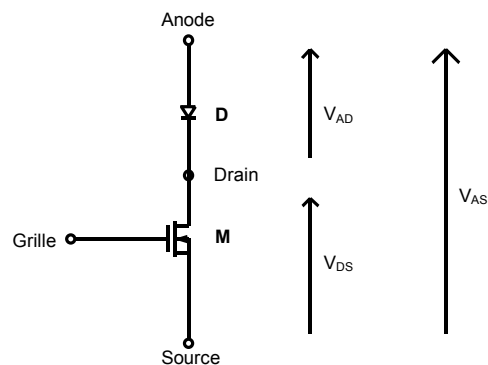


Figure 2-1 : circuit équivalent simplifié du MBS (MOS + Diode)

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

2.2 Représentation de la caractéristique statique

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

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

2.2.1. Délimitation des zones linéaire et saturée

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

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

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

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

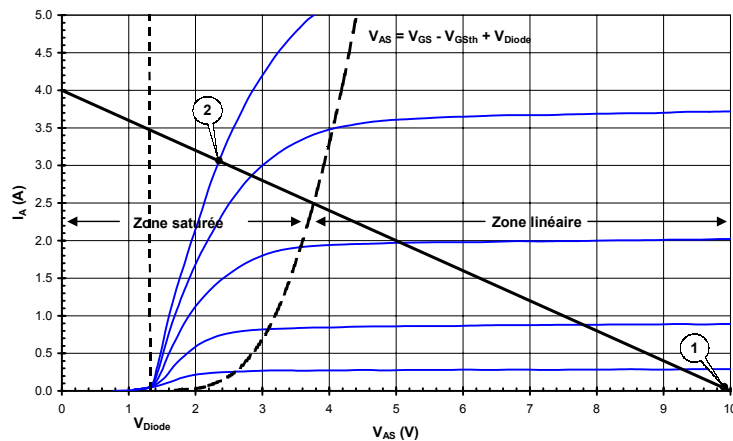


Figure 2-2 : délimitation des zones linéaire et saturée sur la caractéristique statique du composant

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

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

2.2.2. Représentation de la zone linéaire

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

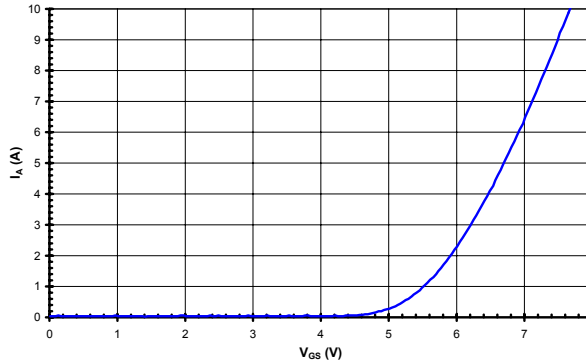


Figure 2-3 : caractéristique $I_A=f(V_{GS})$ du MBS dans sa zone linéaire à $V_{AS}=16V$

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

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

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

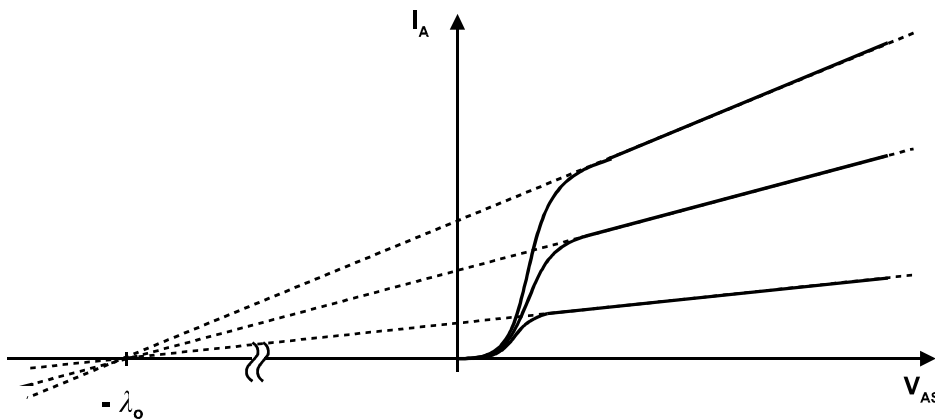


Figure 2-4 : tension 'd'Early' d'un composant

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

Cette variation de I_A en fonction de V_{AS} peut être approchée, dans le cas du MBS, par une droite. De plus, si on prolonge les courbes de la caractéristique statique (pointillés Figure 2-4), elles coupent l'axe des abscisses en un même point : $-\lambda_0$ (λ_0 est la tension d'Early du composant).

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

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

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

Par le calcul on obtient :

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

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

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

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

λ_0 : tension d'Early du composant,

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

2.2.3. Représentation de la zone saturée

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

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

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

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

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

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

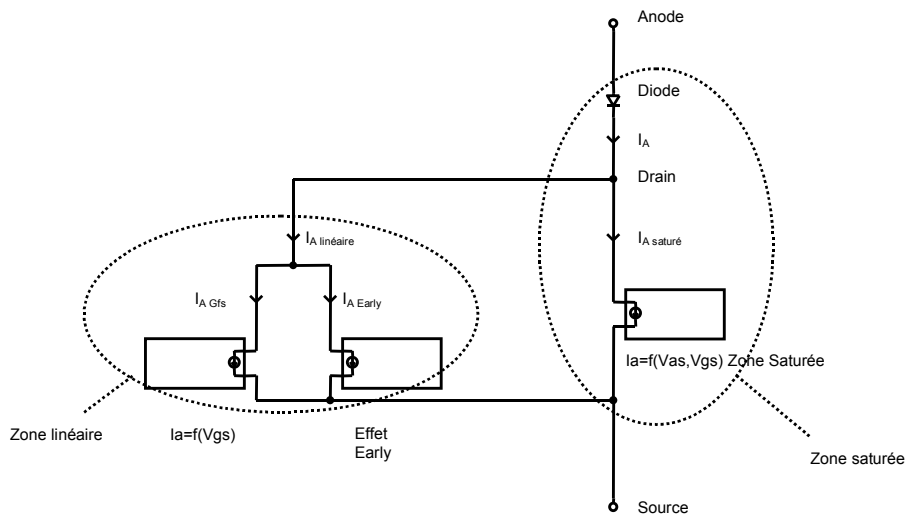


Figure 2-5 : schéma de la représentation PSpice de la caractéristique statique du MBS

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

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

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

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

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

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

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

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

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

2.2.4. Détermination des paramètres de la diode

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

De l'équation (11.a) on en déduit :

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

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

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

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

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

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

2.3 Prise en compte des capacités parasites

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

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

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

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

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

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

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

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

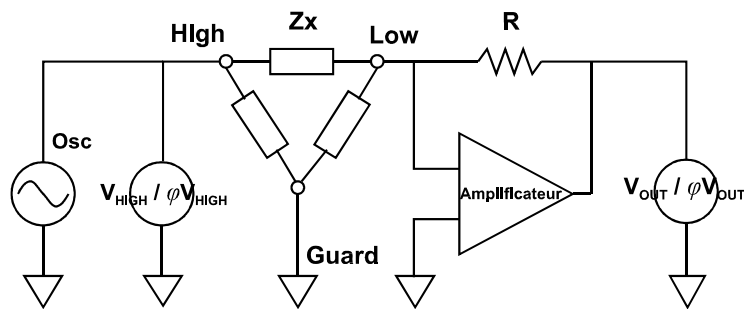


Figure 2-6 : principe de la mesure d'impédance par pont 'Auto-Equilibré'

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

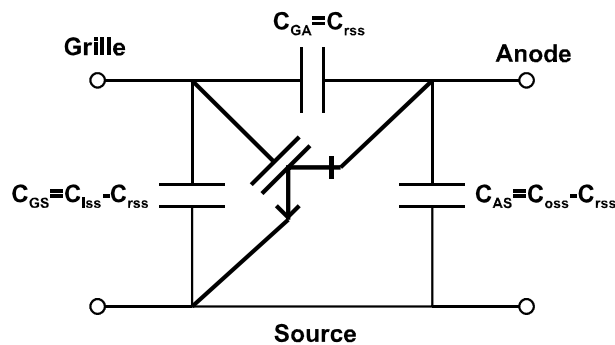
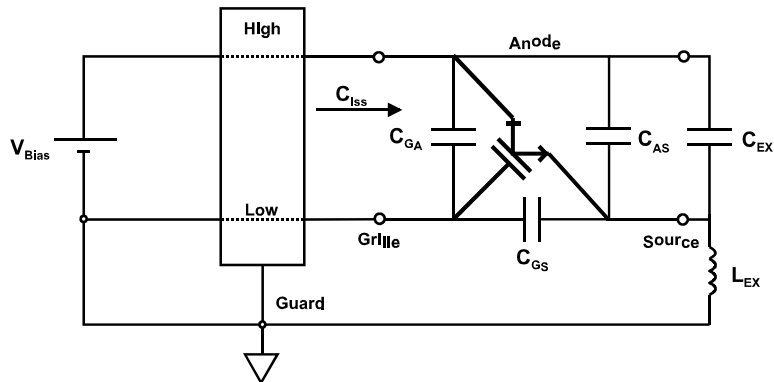


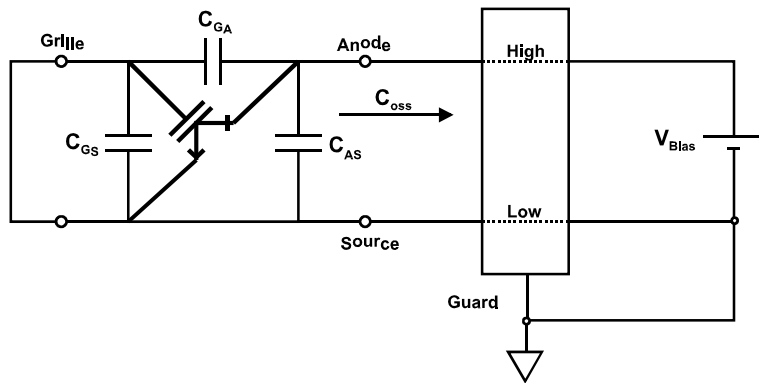
Figure 2-7 : capacités parasites des transistors et correspondance avec les capacités du quadripôle réciproque en Π équivalent

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

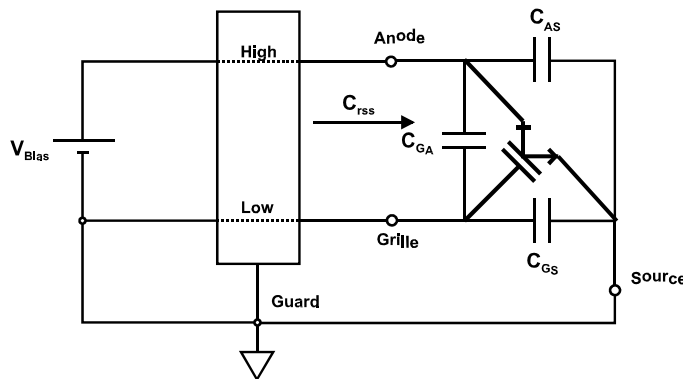
Dans un premier type de mesures, les capacités parasites du composant sont caractérisées au travers de la capacité d'entrée, sortie en court-circuit C_{iss} , de la capacité de sortie, entrée en court-circuit C_{oss} et de la capacité de transfert C_{rss} du quadripôle équivalent.



(a) mesure de C_{iss}



(b) mesure de C_{oss}



(c) mesure de C_{rss}

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

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

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

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

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

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

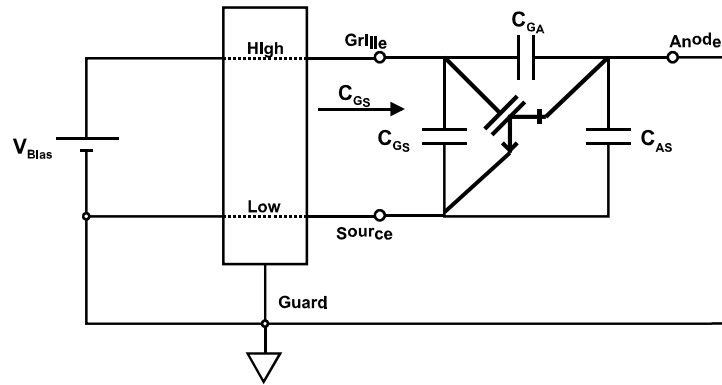
D'autre part, les capacités obtenues sont mesurées à $V_{GS}=0V$ avec une tension V_{AS} variable. Ceci implique une mesure de la capacité C_{GS} à $V_{GS}=0V$. Or, comme nous le verrons en 2.3.3, cette capacité varie en fonction de la tension V_{AS} mais également en fonction de la tension à ses bornes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

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

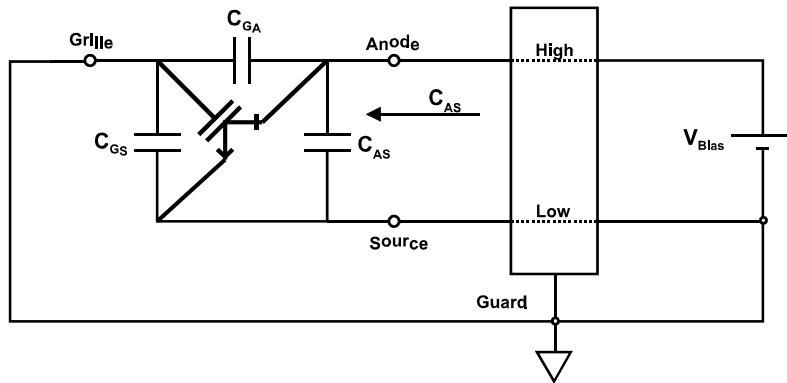
Nous avons préféré utiliser une méthode de mesure plus simple et effectuer les mesures de chaque capacité inter-électrodes directement aux bornes du composant (Figure 2-9) [38]. Nous utilisons ainsi pleinement la possibilité offerte par le pont auto-équilibré d'éliminer les capacités parasites inter-électrodes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

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

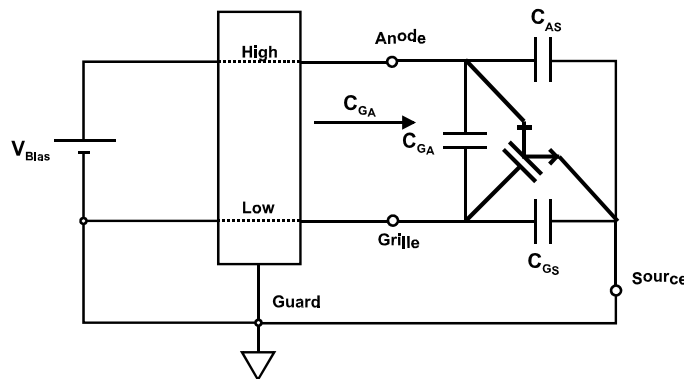
présentent néanmoins l'avantage d'être directement utilisables pour renseigner un modèle. D'autre part, les résultats ainsi obtenus sont plus précis puisque aucun composant externe n'est utilisé en vue de la mesure. Enfin cette méthode peut être étendue à la mesure des capacités en fonction des tensions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



(a) mesure de C_{GS}



(b) mesure de C_{AS}



(c) mesure de C_{GA}

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

2.3.3. Caractérisation des capacités parasites du MBS

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

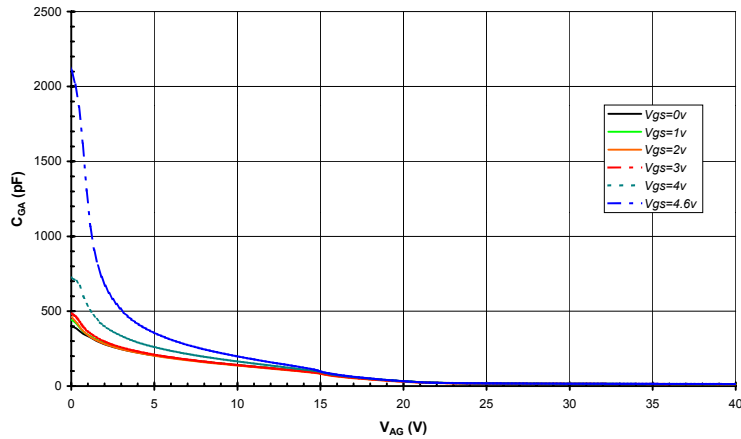


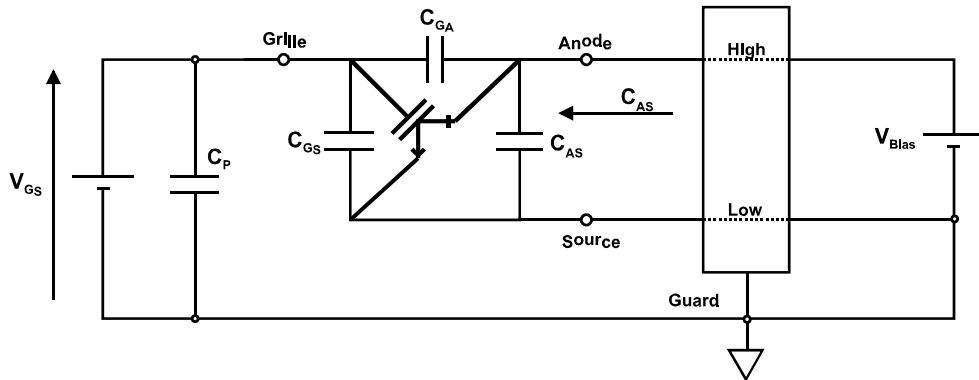
Figure 2-10 : variation de la capacité C_{GA} en fonction de la tension V_{AG} et de la tension V_{GS}

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

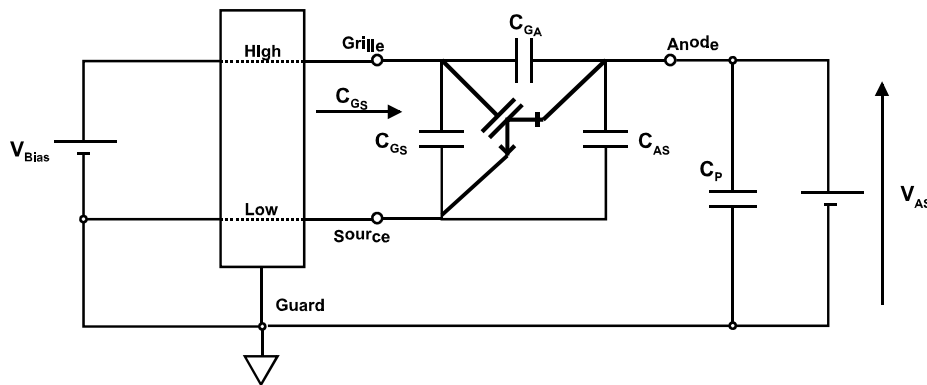
Afin d'éviter ces inconvénients, nous avons choisi de caractériser les capacités du MBS pour une tension légèrement inférieure à la tension de seuil du composant ($V_{GS}=4,6V$). D'autre part, la majeure partie de la commutation ayant lieu autour de celle-ci, les valeurs des capacités en ce point sont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

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

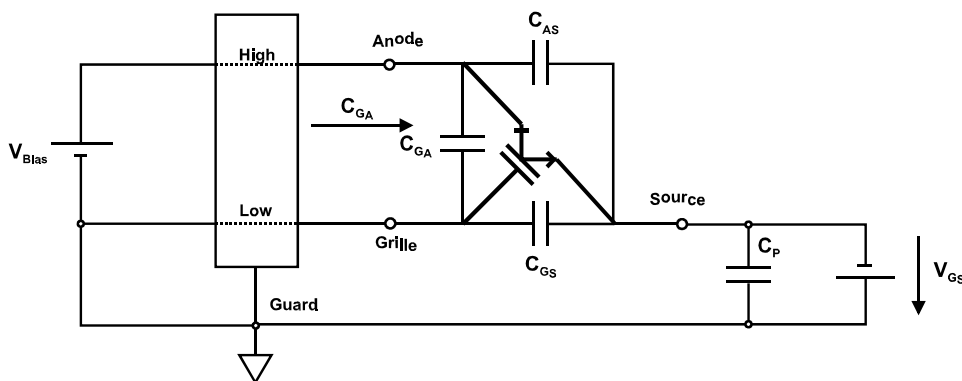
à la fréquence de mesure (Figure 2-11). Le courant de déplacement au travers des autres capacités parasites est de ce fait redirigé vers la borne 'Guard'. Ceci permet d'imposer le potentiel au troisième terminal grâce à une source de tension continue placée entre celui-ci et la borne 'Guard' de l'analyseur.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



(a) mesure de C_{AS}



(b) mesure de C_{GS}



(c) mesure de C_{GA}

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

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

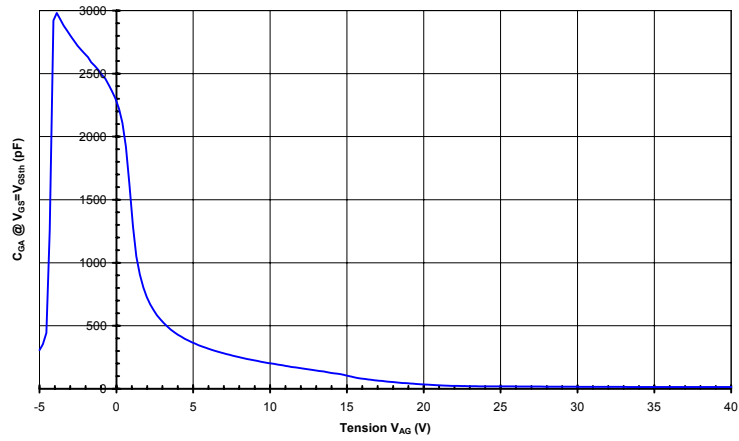
mesuré suivant cette méthode les capacités : $C_{GS}=f(V_{GS}) @ V_{AS}=30V$ (maximum acceptable par le pont d'impédance), $C_{GA}=f(V_{AG}) @ V_{GS\text{ mesure}}=4,6V$ et $C_{AS}=f(V_{AS}) @ V_{GS\text{ mesure}}=4,6V$. Les mesures ont été effectuées à une fréquence de 1MHz. Les résultats de mesures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

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

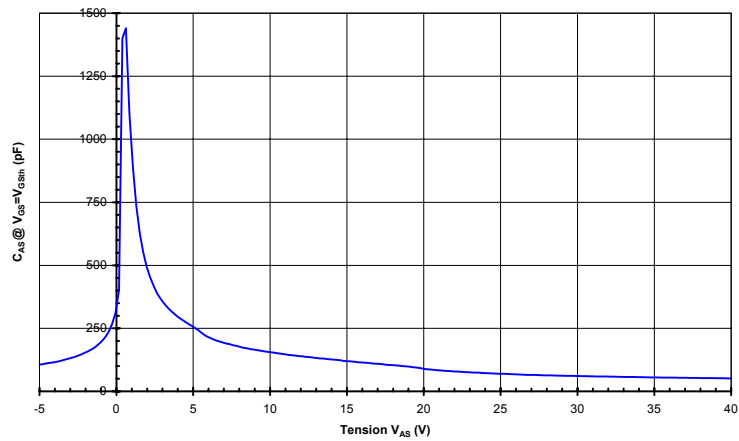
La capacité C_{AS} (Figure 2-12.b) est due à la zone de charge d'espace qui s'établit tantôt au niveau de la jonction PN⁻ de la source (tension V_{AS} positive) tantôt au niveau de la jonction PN⁻ de l'anode (tension V_{AS} négative). Cette capacité présente une faible valeur et une faible variation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

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

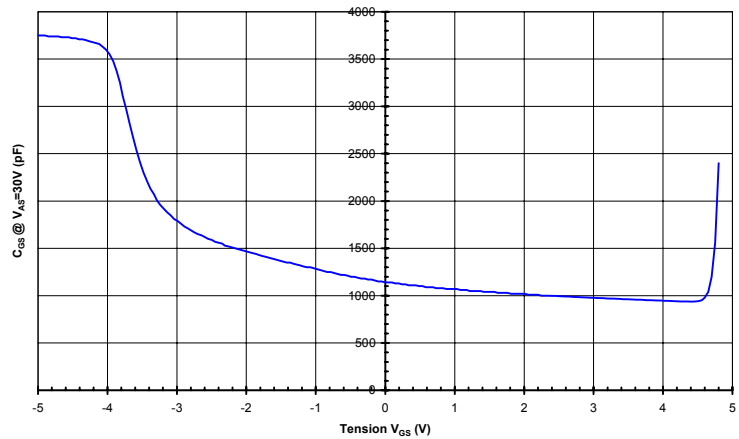
Comme le montre la Figure 2-12, les capacités parasites des MBS sont toutes fortement non-linéaires : elles nécessitent donc d'être prises en compte sous forme de capacités variables dans le modèle. Cependant, la capacité C_{GS} varie faiblement lorsque la tension V_{GS} est positive. C'est pourquoi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



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



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



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

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

2.4 Conclusion

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

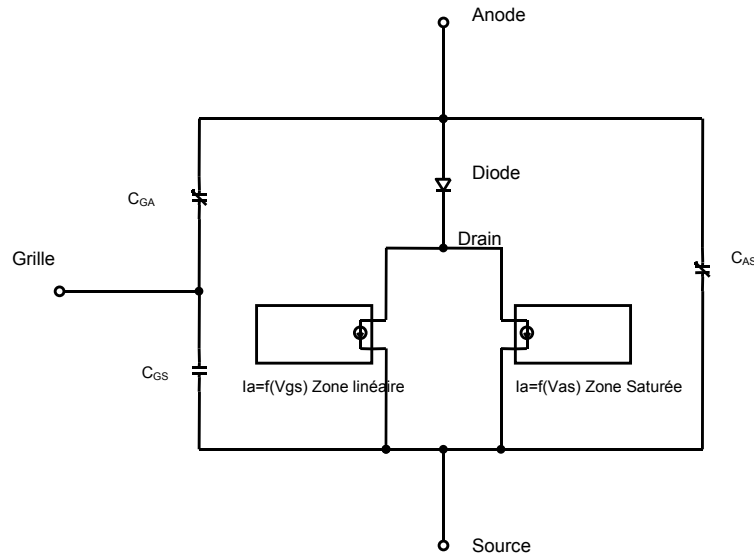


Figure 2-13 : représentation électrique du MBS proposée

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

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

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

3. Validation de la représentation électrique

3.1 Introduction

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

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

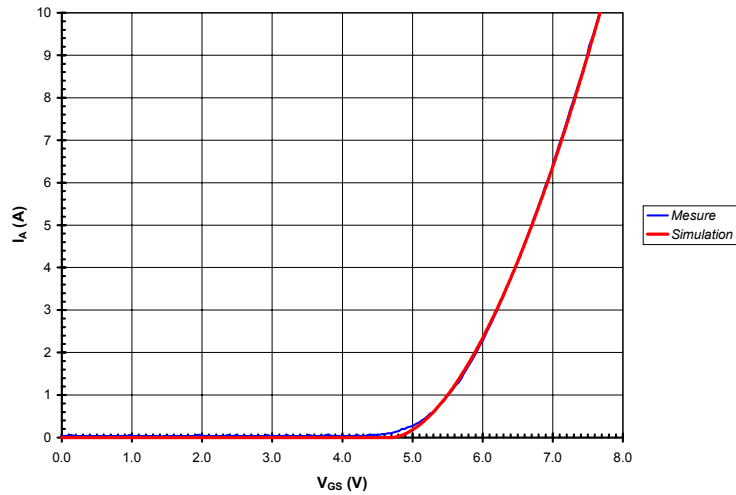
3.2 Comparaison Simulation / Réalité

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

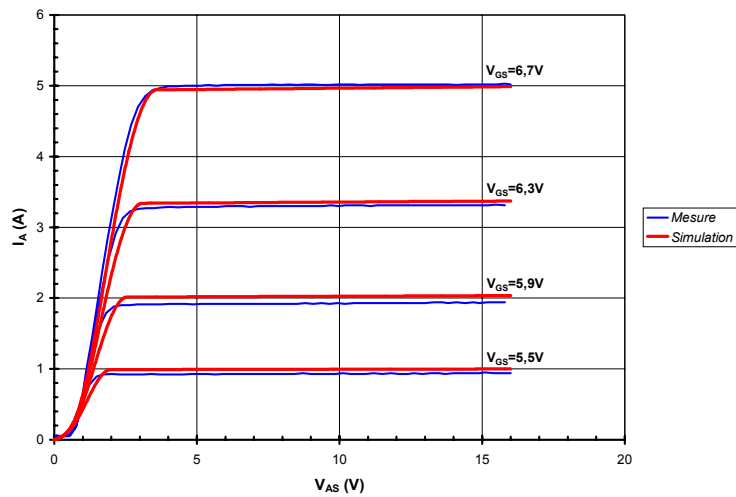
3.2.1. Ecart simulation/réalité de la caractéristique statique

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

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



(a)



(b)

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

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

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

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

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

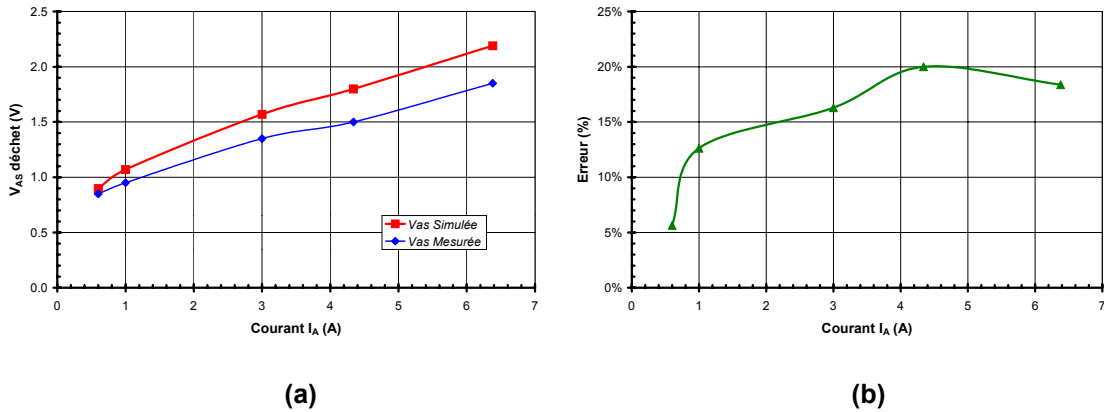


Figure 2-15 : tensions déchet mesurées et simulées pour différents courants I_A (a) et erreur de représentation associée (b)

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

3.2.2. Ecart de représentation des commutations

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

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

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

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

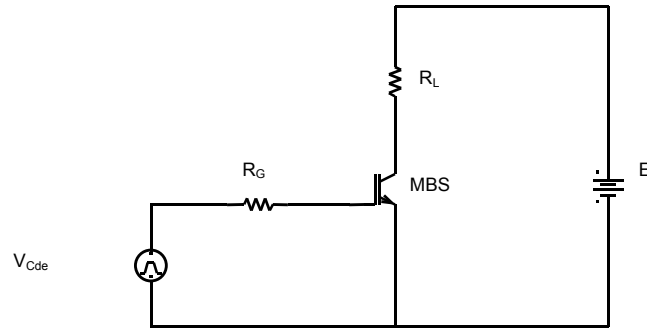


Figure 2-16 : schéma du hacheur utilisé pour les essais de commutation

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

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

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

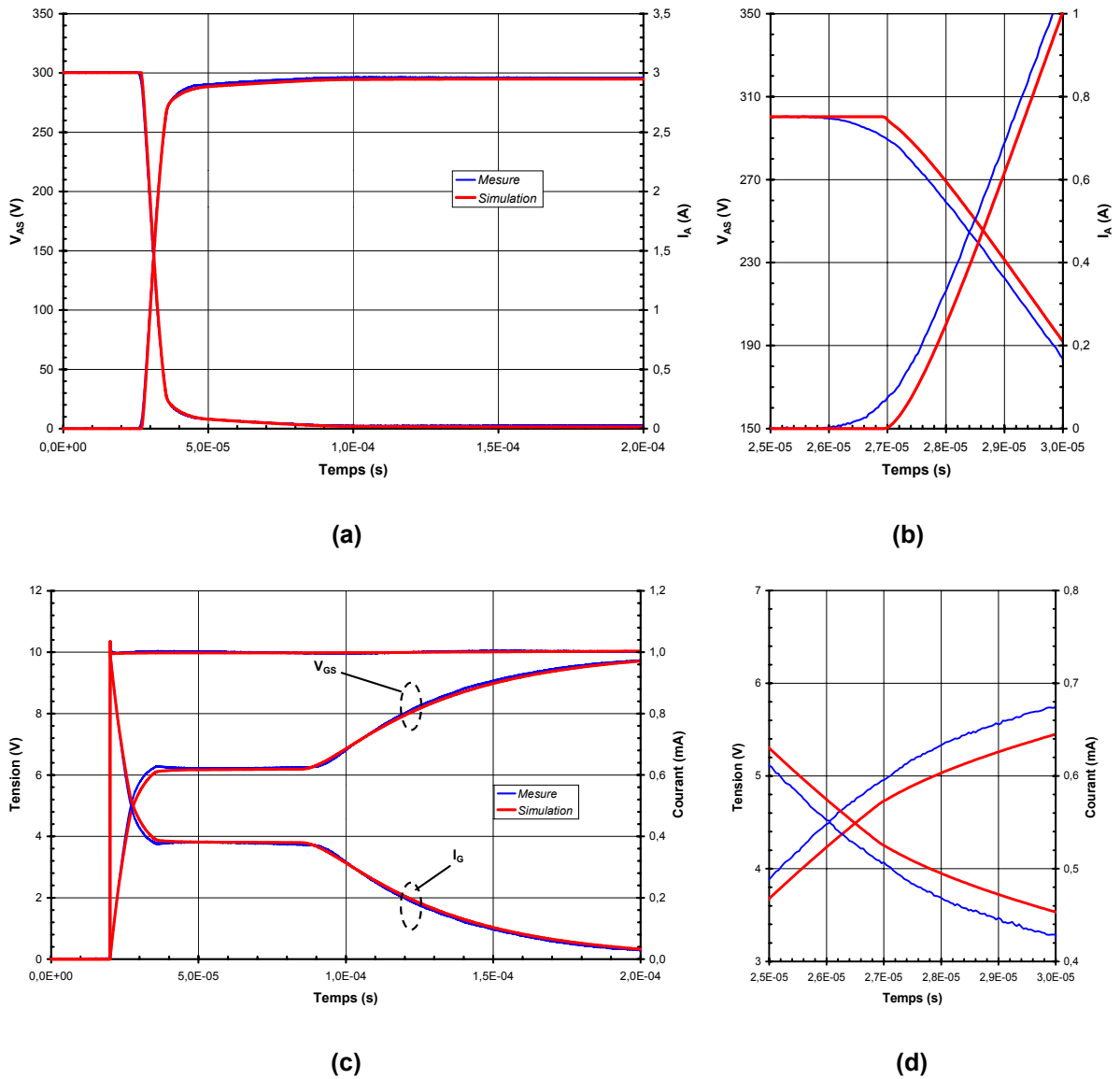


Figure 2-17 : comparaison entre formes d'ondes simulées et mesurées ($R_G=10k\Omega$, $E=300V$, $R_L=100\Omega$) ; (a) tensions et courants commutés, (b) zoom sur la commutation, (c) tensions de grille V_{GS} et (d) zoom sur la tension de grille

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

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

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

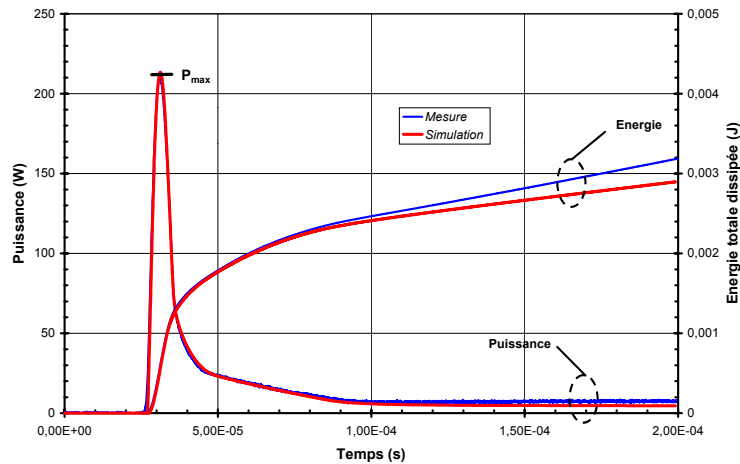
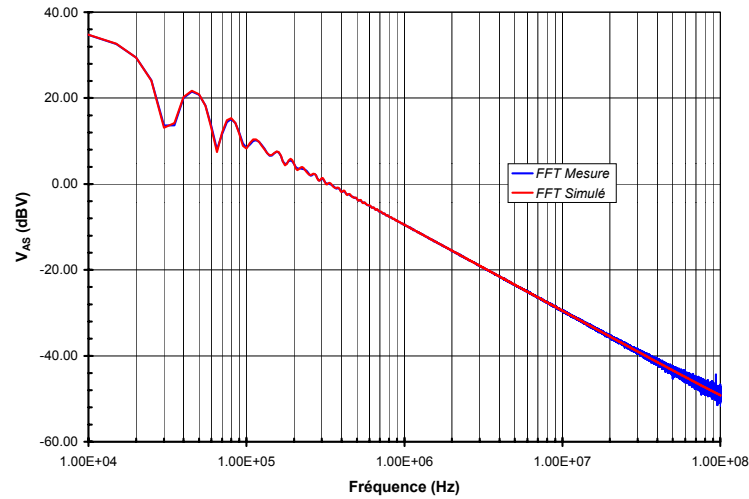


Figure 2-18 : comparaison entre simulation et mesure : puissance dissipée dans le composant lors d'une commutation ($R_G=10k\Omega$, $E=300V$, $R_L=100\Omega$)

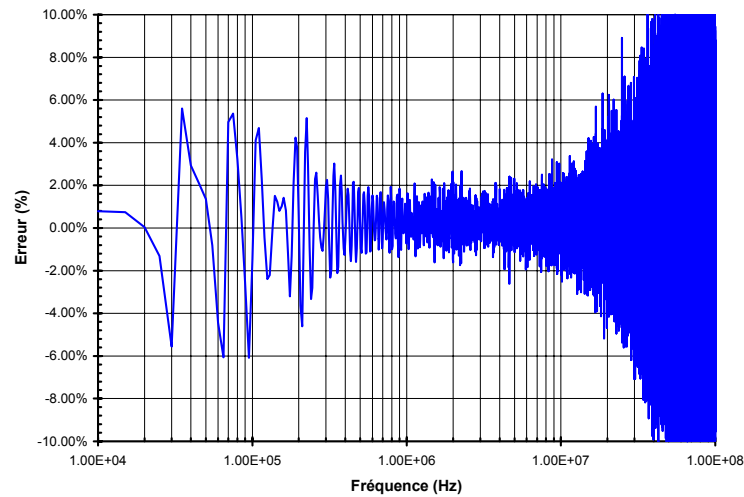
Après intégration de la puissance sur la durée de commutation (100% à 5% de la tension V_{AS}) nous avons obtenu l'énergie dissipée dans le composant pour chaque commutation. Les résultats issus des mesures et des simulations peuvent être directement comparés. L'erreur sur la détermination de l'énergie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

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

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



(a)



(b)

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

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

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

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

3.3 Domaine de validité

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

3.3.1. Influence des variations de résistance de grille

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

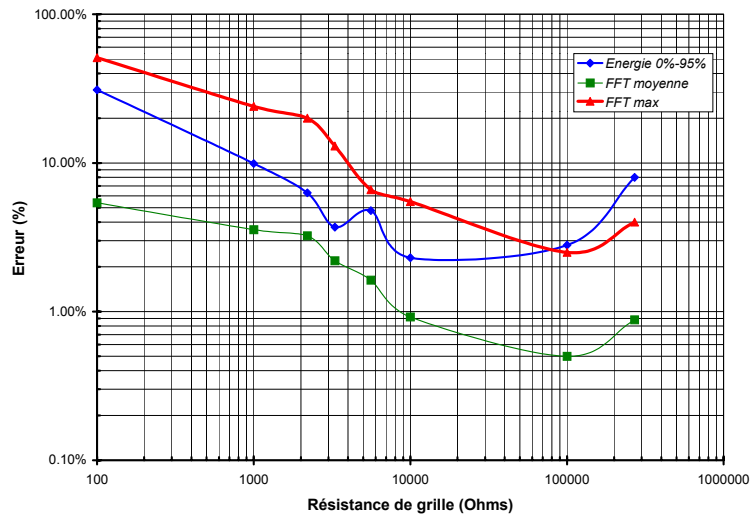


Figure 2-20 : mesures de l'erreur de la représentation électrique pour différentes résistances de grille (vitesse de commutation).

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

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

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

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

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

3.3.2. Influence des variations de résistance de charge

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

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

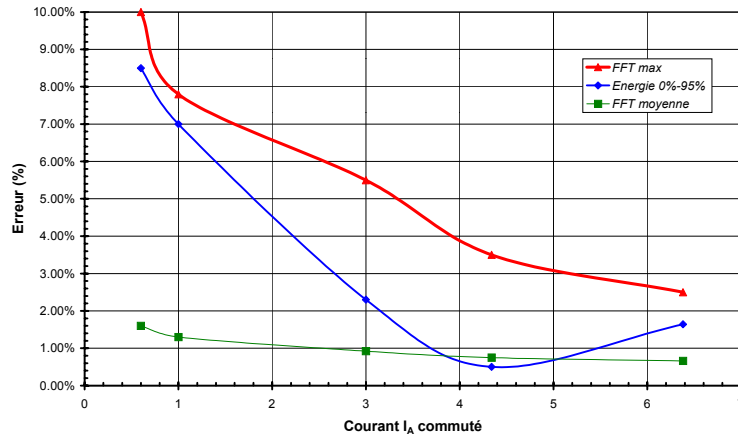


Figure 2-21 : mesure de l'erreur de la représentation du MBS pour différents courants commutés.

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

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

3.3.3. Influence de la tension maximale

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

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

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

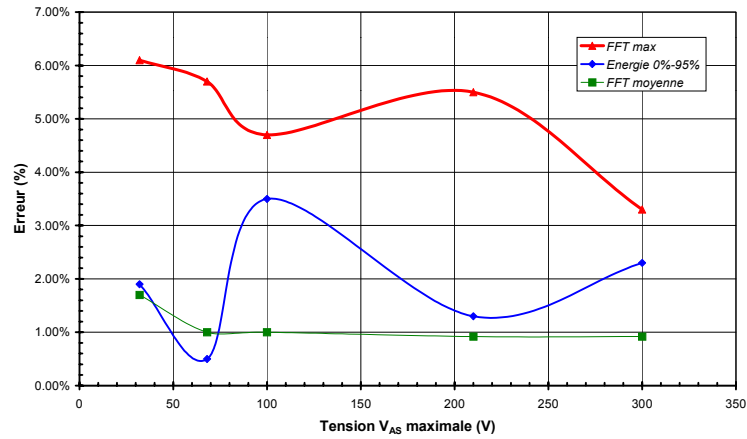


Figure 2-22 : mesure de l'erreur de la représentation électrique pour différentes tensions V_{AS}

3.3.4. Impact de l'inductance de charge

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

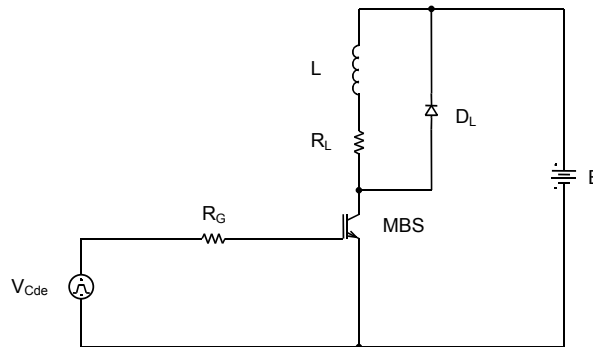


Figure 2-23 : schéma du hacheur utilisé pour les essais de commutation sur charge inductive

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

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

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

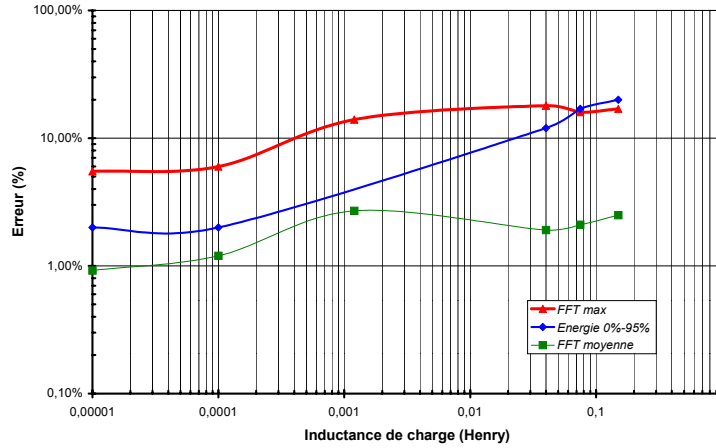


Figure 2-24 : impact de l'inductance de la charge sur l'erreur de la représentation

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

3.4 Conclusion

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

	Minimum	Optimum	Maximum
Durée de commutation	20 μ s	1,1ms	1,1ms
Résistance de grille	5,6k Ω	270k Ω	270k Ω
Courant commuté	600mA	6A	6A
Tension	30V	100V	300V

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

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

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

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

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

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

4.1 Introduction

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

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

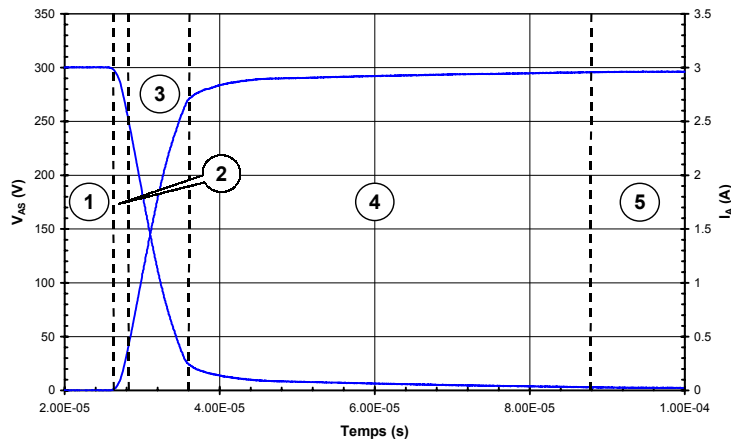
Le montage utilisé pour ces comparaisons est comme précédemment un hacheur dévolteur à charge résistive. La tension et le courant commutés sont respectivement de 300V et 3A, tandis que la résistance de grille a une valeur de 10k Ω .

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

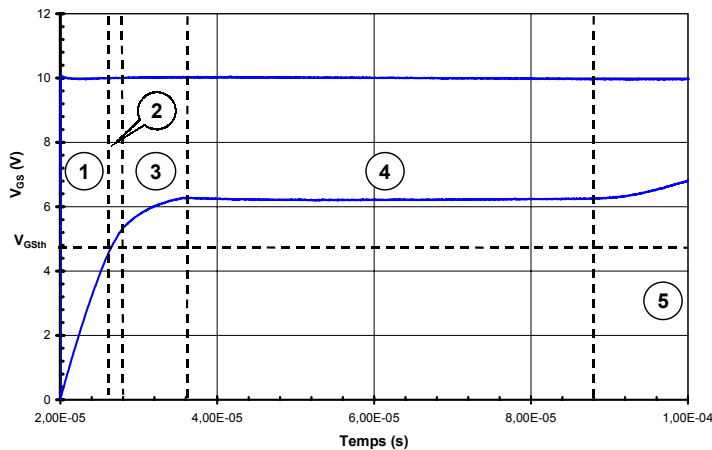
ensuite, pour chaque partie de la commutation, l'influence des paramètres électriques du composant. Pour ce faire, nous nous appuyerons sur des comparaisons entre une commutation obtenue dans le cas typique et des simulations réalisées en modifiant tour à tour les paramètres de la représentation électrique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

4.2 Les différentes phases de l'amorçage du MBS

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



(a)



(b)

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

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

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

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

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

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

4.3.1. Effet de la tension de seuil

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

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

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

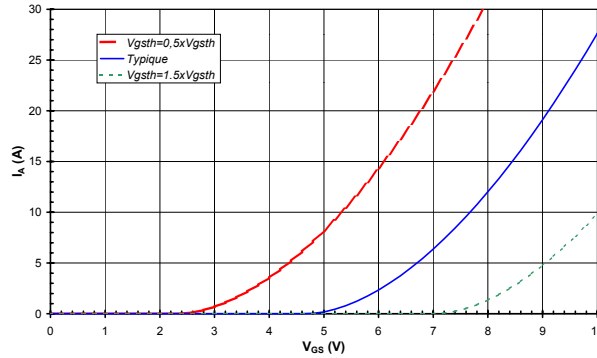


Figure 2-27 : modifications en simulation de la tension de seuil du MBS de 50% à 150% (courbe $I_A=f(V_{GS})$)

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

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

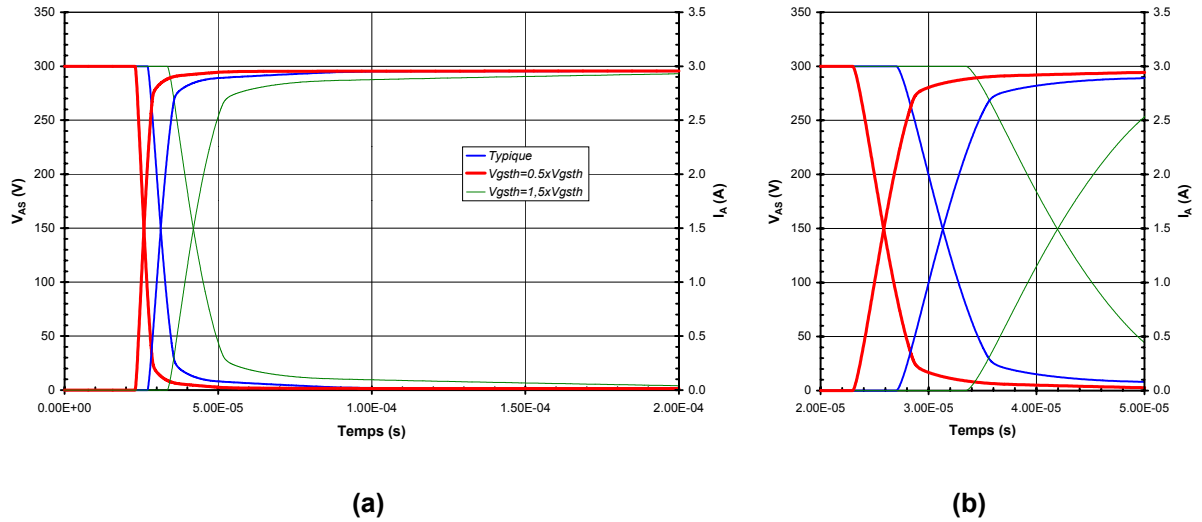


Figure 2-28 : formes de commutation obtenues pour différentes valeurs de tension de seuil

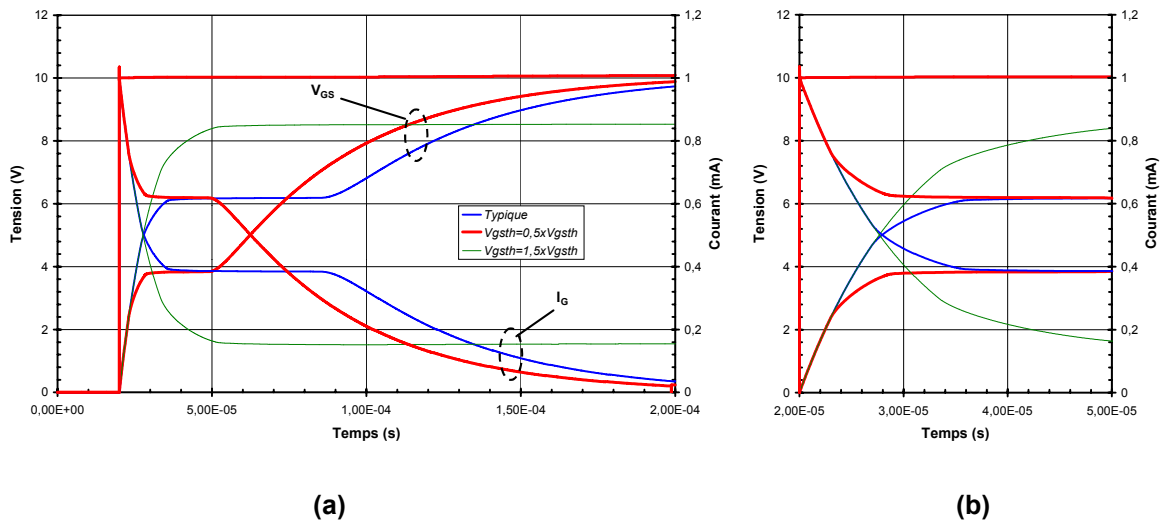
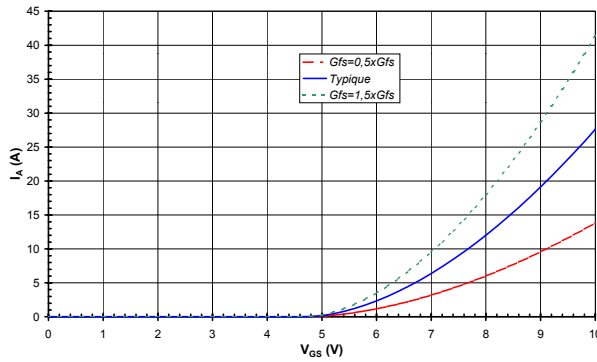


Figure 2-29 : variation des tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de tension de seuil

4.3.2. Influence de la transconductance

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



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

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

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

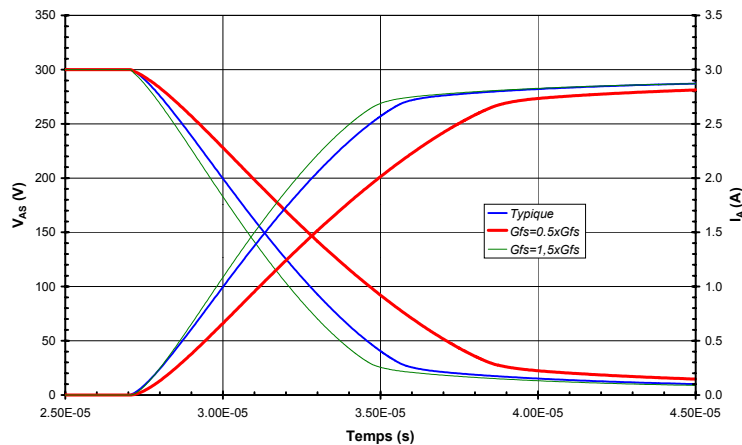


Figure 2-31 : comparaison entre formes d'onde de commutation typique et formes d'onde obtenues pour différentes valeurs de la transconductance

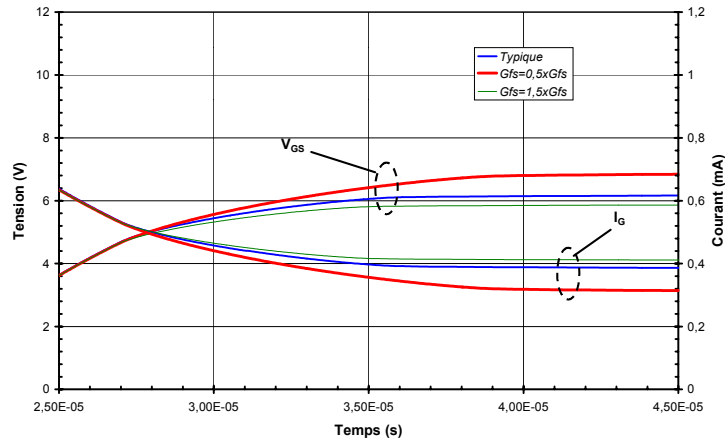


Figure 2-32 : variation des tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la transconductance

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

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

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

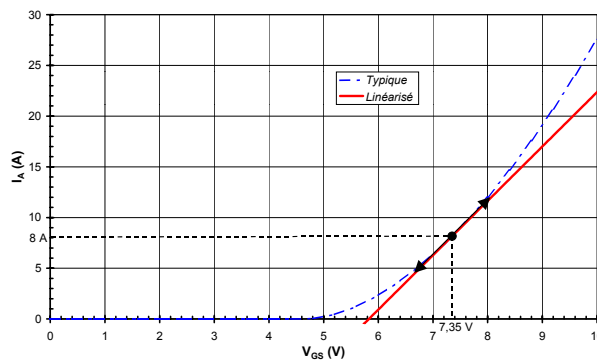


Figure 2-33 : linéarisation de la caractéristique de transfert du MBS ($I_A=f(V_{GS})$)

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

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

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

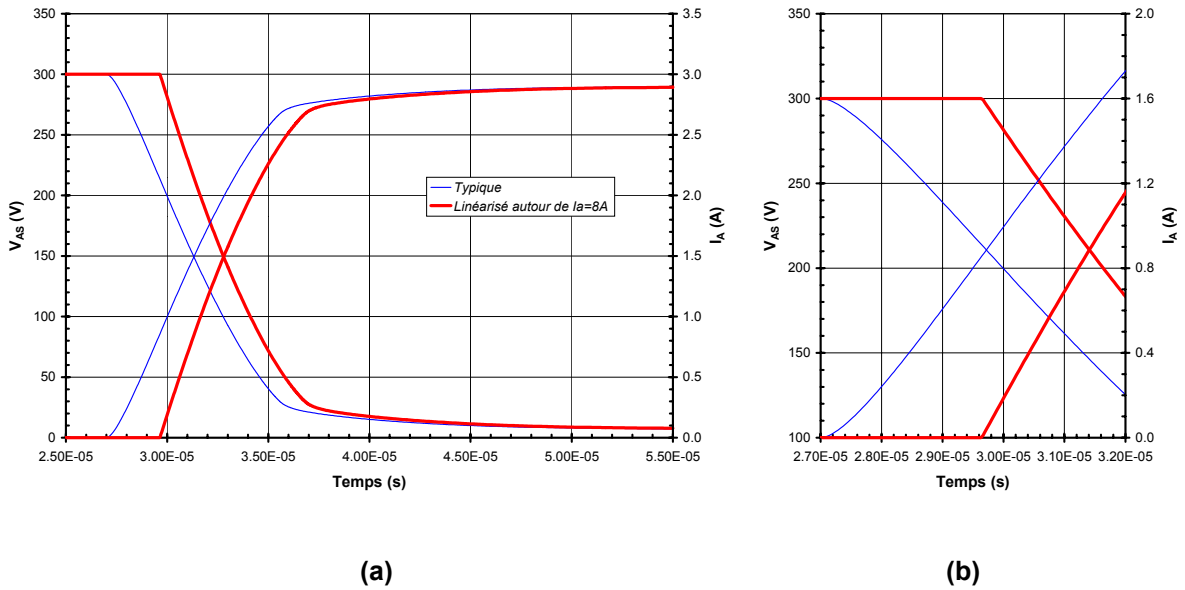


Figure 2-34 : comparaison entre formes d'onde de commutation typique et formes d'onde obtenues après linéarisation de la caractéristique $I_A=f(V_{GS})$

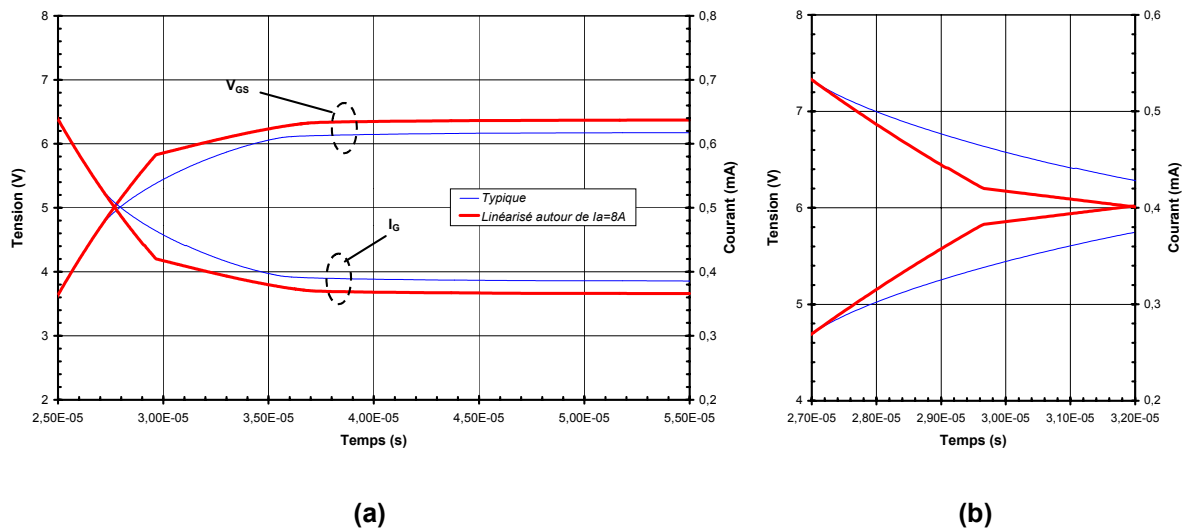


Figure 2-35 : comparaison entre tension de grille typique et tension de grille obtenue après linéarisation de la caractéristique $I_A=f(V_{GS})$

4.3.4. Modifications apportées par l'effet 'Early'

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

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

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

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

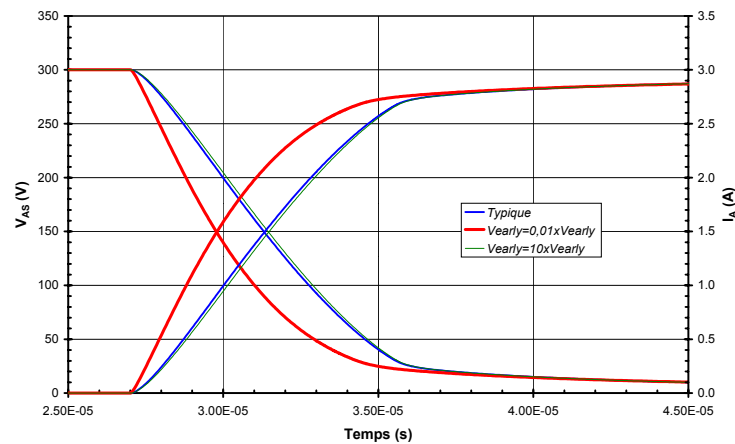


Figure 2-36 : formes d'ondes de commutation obtenues pour différentes valeurs de la tension d'Early (V_{Early})

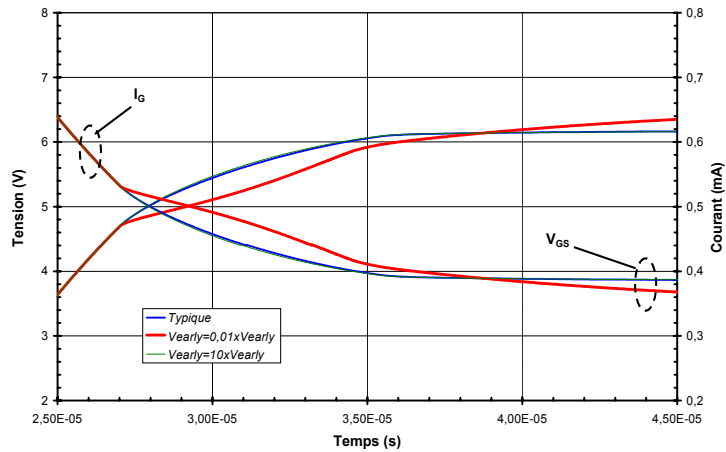


Figure 2-37 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la tension d'Early (V_{Early})

4.4 Influence des capacités parasites sur les formes d'onde

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

4.4.1. Effet de la capacité C_{GS}

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

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

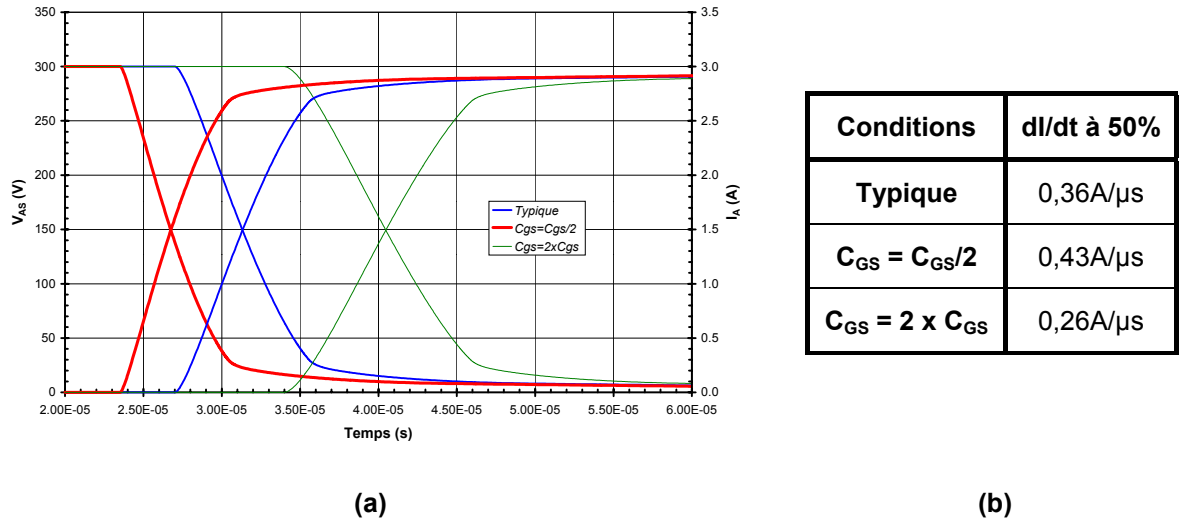


Figure 2-38 : formes d'onde de commutation obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Source (C_{GS}) (a) et di/dt en milieu de commutation associé (b)

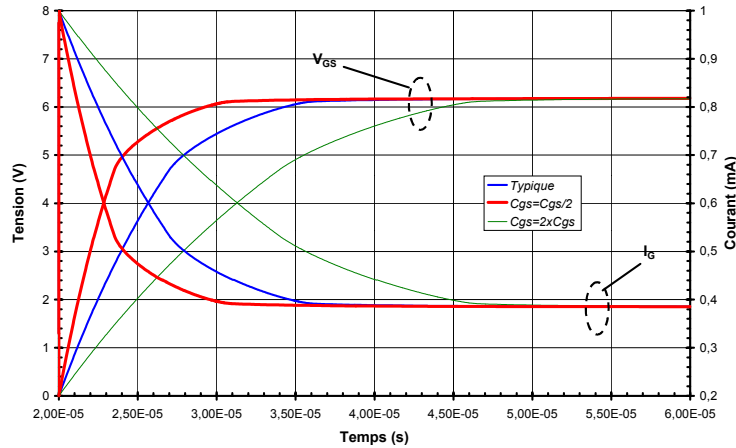


Figure 2-39 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Source (C_{GS})

4.4.2. Influence de la capacité C_{AS}

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

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

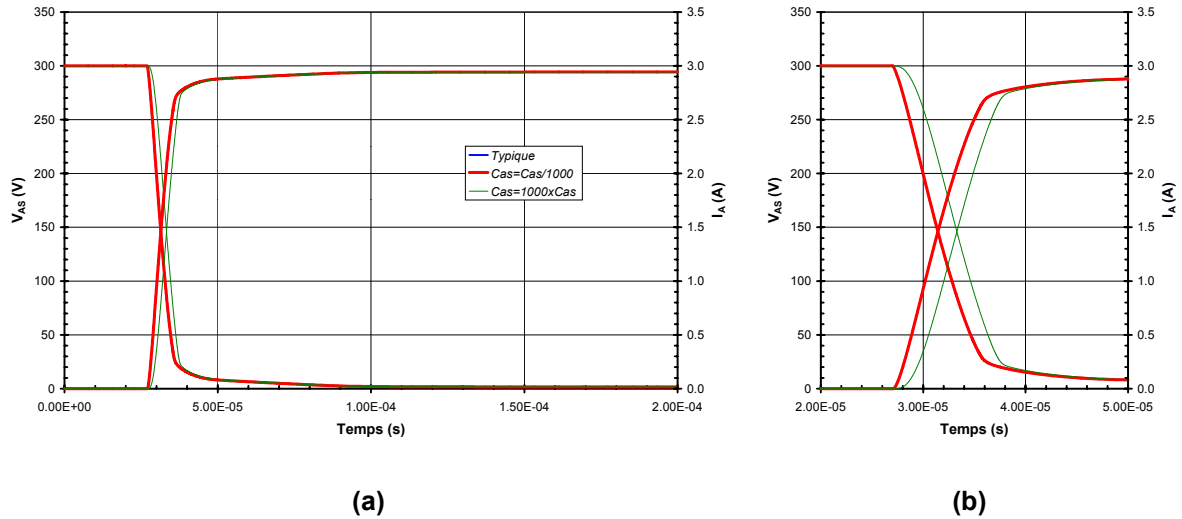


Figure 2-40 : formes d'onde de commutation obtenues pour différentes valeurs de la capacité Anode-Source (C_{AS})

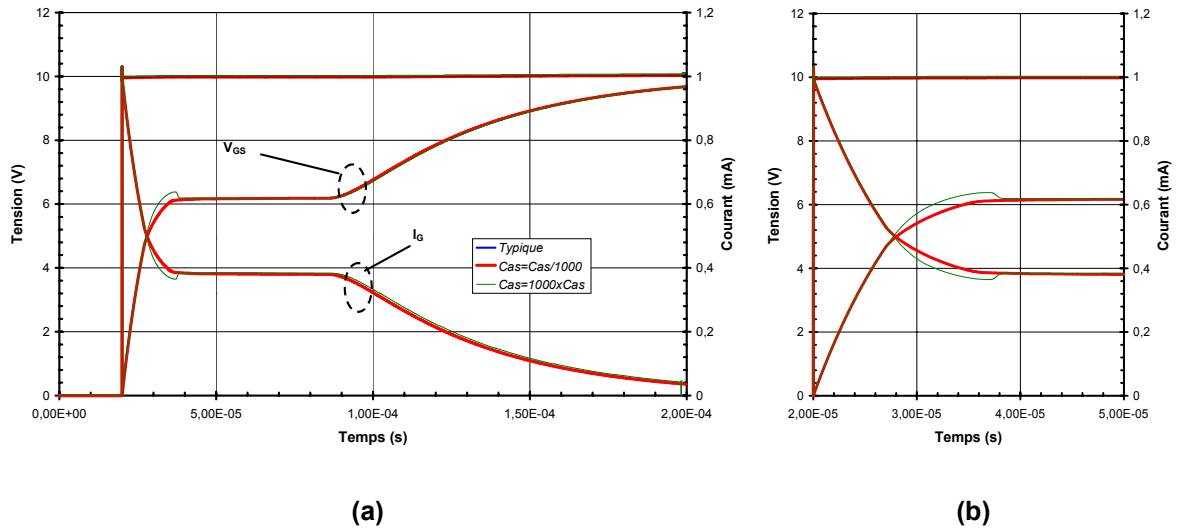


Figure 2-41 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la capacité Anode-Source (C_{AS})

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

4.4.3. Impact de la capacité C_{GA}

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

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

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

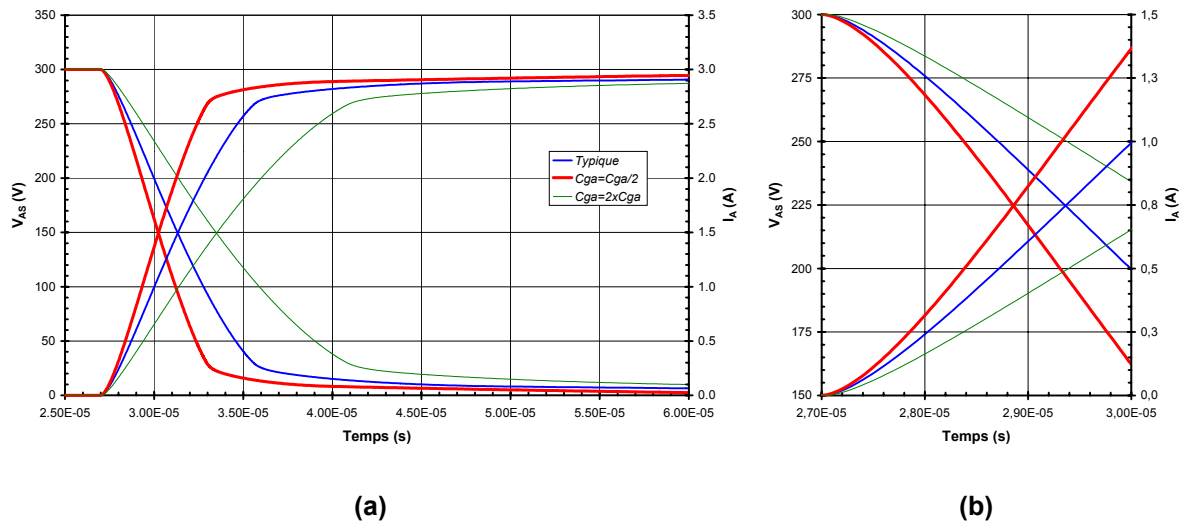


Figure 2-42 : formes d'onde de commutation obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Anode (C_{GA})

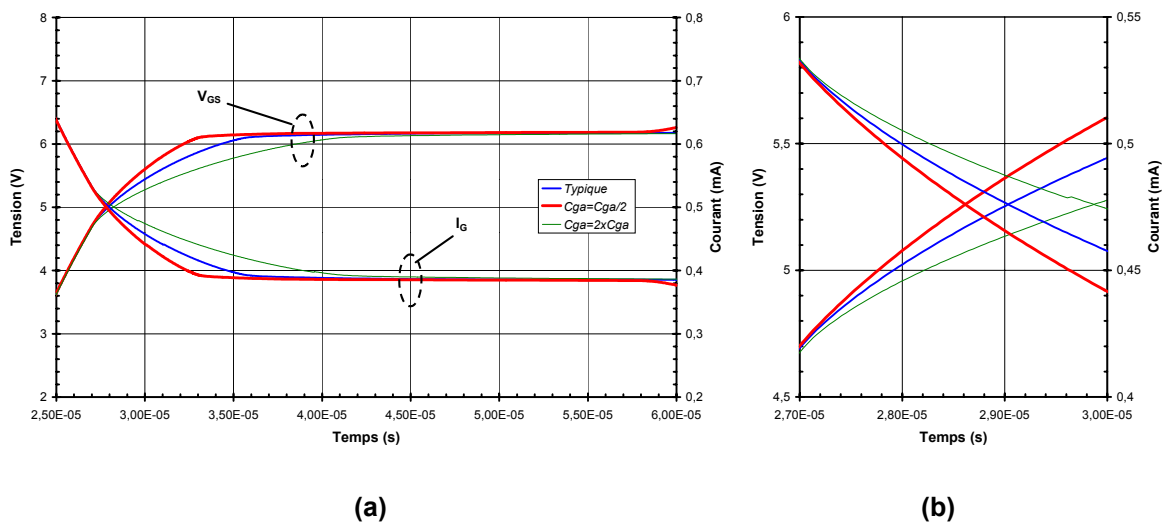


Figure 2-43 : tensions de grille obtenues pour différentes valeurs de la capacité Grille-Anode (C_{GA})

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

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

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

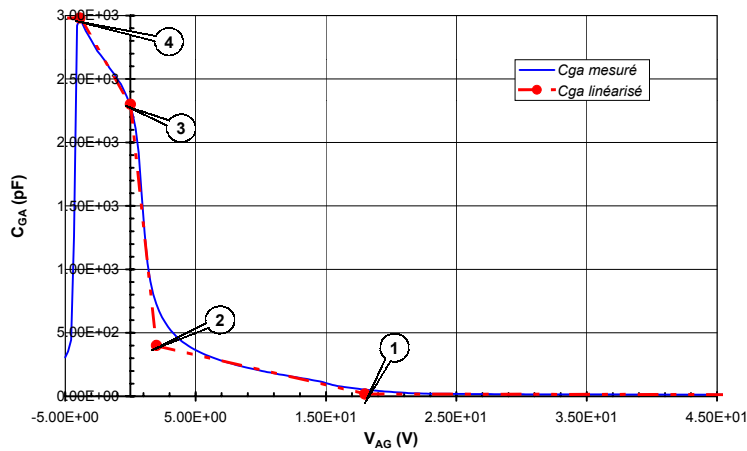


Figure 2-44 : comparaison entre la forme mesurée de la capacité C_{GA} et sa forme linéarisée

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

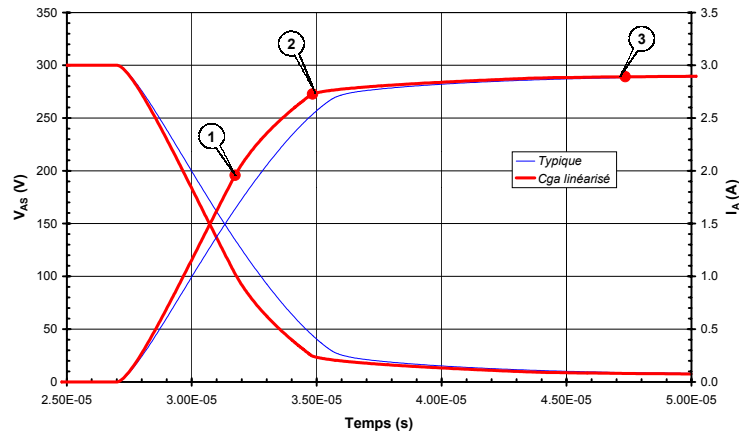


Figure 2-45 : comparaison entre formes d'onde typiques et formes d'onde obtenues après linéarisation de la capacité C_{GA}

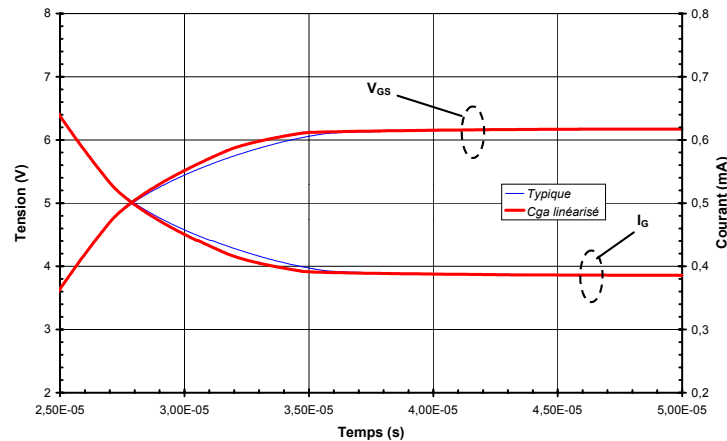


Figure 2-46 : comparaison entre tensions de grille typiques et tensions de grille obtenues après linéarisation de la capacité C_{GA}

4.5 Conclusion

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

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

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

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

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

5. Conclusion

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

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

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