



**HAL**  
open science

# Modèle analytique d'estimation des pertes dans une cellule de commutation MOSFET-diode Schottky SiC en vue de la conception et de l'optimisation d'un dissipateur thermique

Gnimdu Dadanema, François Costa, Jean-Luc Schanen, Christian Vollaire,  
Yvan Avenas

## ► To cite this version:

Gnimdu Dadanema, François Costa, Jean-Luc Schanen, Christian Vollaire, Yvan Avenas. Modèle analytique d'estimation des pertes dans une cellule de commutation MOSFET-diode Schottky SiC en vue de la conception et de l'optimisation d'un dissipateur thermique. Symposium de Génie Electrique (SGE'16), Jun 2016, Grenoble, France. hal-01361667

**HAL Id: hal-01361667**

**<https://hal.science/hal-01361667>**

Submitted on 7 Sep 2016

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

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

# Modèle analytique d'estimation des pertes dans une cellule de commutation MOSFET-diode Schottky SiC en vue de la conception et de l'optimisation d'un dissipateur thermique

Gnimdu DADANEMA<sup>1</sup>, François COSTA<sup>2</sup>, Jean-Luc SCHANEN<sup>3</sup>, Christian VOLLAIRE<sup>4</sup>, Yvan AVENAS<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Laboratoire SATIE, 61 Avenue du président WILSON, 94235 Cachan France,

<sup>2</sup>Université Paris-Est Créteil, SATIE-CNRS, Cachan France,

<sup>3</sup>G2ELab, 21 Avenue des Martyrs, 38031 Grenoble France,

<sup>4</sup>Laboratoire AMPERE, 36 Avenue Guy de Collongue, 69134 Ecully France

**RESUME** – Dans cet article nous présentons un modèle analytique d'estimation des pertes dans une cellule de commutation à base de composants carbure de Silicium (SiC). L'approche utilisée pour la synthèse du modèle est détaillée dans la première partie de ce document. Dans la seconde partie de cet article nous présentons la méthode expérimentale utilisée pour l'estimation des pertes dans une cellule de commutation. La dernière partie de ce document sera consacré à la confrontation des résultats expérimentaux obtenus aux résultats prédits par le modèle analytique.

**Mots-clés**—SiC, thermique, MOSFET, pertes, optimisation, grand-gap.

## 1. INTRODUCTION

Dans le domaine aéronautique, la réduction de la masse est un enjeu très important tant en terme de gain économique qu'en terme d'impact écologique. Parvenir à la réduction de la masse totale d'un avion nécessite la réduction de la masse des différents éléments constituant les systèmes électriques et mécaniques. Il est important de garder à l'esprit que dans cet objectif de réduction de masse, chaque gain aussi minime soit-il a de l'importance au vu du résultat global final envisagé. Concernant les convertisseurs de puissance, les pistes envisagées pour leur densification et la réduction de leur masse globale s'orientent pour la plupart vers l'utilisation de composants semi-conducteurs grands gaps comme le carbure de silicium ou le nitrure de gallium. Le potentiel de fonctionnement de ses composants à des températures plus élevées comparé aux composants classiques à base de silicium permet d'envisager des dissipateurs moins volumineux par exemple. Outre ce potentiel de fonctionnement à des températures plus élevées, les composants à base de SiC et de GaN permettent un fonctionnement à des fréquences plus élevées [1] que celle des composants au silicium. Cette montée en fréquence nécessite évidemment qu'une attention particulière soit accordée à l'estimation des pertes en commutation dans les cellules de commutation à base de composants SiC.

Diverses approches existent pour l'estimation des pertes dans les composants à base de semi-conducteur en général et

dans la cellule de commutation en particulier. La méthode basée sur une analyse par éléments finis [2] est considérée généralement comme la plus précises. Cependant les temps de calcul important nécessaire aux calculs des pertes ainsi que la difficulté à exploiter ces résultats en temps réel dans la simulation de système de conversion d'énergie sont les principaux handicaps de cette méthode. Il existe une autre méthode d'estimation des pertes dans une cellule de commutation bien connue des électroniciens de puissance qui est celle des « trapèzes ». Cette méthode consiste à considérer que les formes d'ondes en commutation ont une allure trapézoïdale et de fait le calcul des pertes se réduit à de simple calcul d'aires. Cette méthode offre l'avantage d'être rapide et simple à mettre en œuvre et donc convient à un dimensionnement de premier niveau d'un convertisseur. L'objectif de nos travaux est d'aboutir à une méthodologie de conception par optimisation de convertisseur à base de composants grands gaps. Pour atteindre cet objectif nous choisissons de mettre en œuvre des modèles analytiques relativement précis qui puisse facilement s'intégrer dans des routines d'optimisation. L'approche que nous proposons pour l'estimation des pertes se doit donc d'être plus précise que la méthode des « trapèzes » et moins complexe que celle à base des éléments finis. En gardant à l'esprit que la montée en fréquence rendue possible par l'utilisation de composant grand gap requiert qu'une attention particulière soit portée en parallèle à la problématique de la CEM, notre modèle d'estimation de pertes doit pouvoir interagir avec un éventuel modèle d'estimation des perturbations électromagnétique. S'il est d'usage en général de disposer d'un modèle d'estimation des pertes et d'un modèle d'estimation des perturbations, le modèle d'estimation des pertes que nous présentons dans ce document offre l'avantage de pouvoir être utilisé pour une analyse CEM. Ce modèle est basé sur l'analyse de l'évolution des grandeurs électriques durant une période de commutation dans un circuit simple mais prenant en compte les éléments parasites principaux.

Le circuit d'analyse que nous avons retenu est un hacheur série réalisé à partir d'une cellule de commutation MOSFET

SiC – diode Schottky SiC. Les composants utilisés proviennent du même fabricant, en l'occurrence la société CREE. Il s'agit du MOSFET SiC C2M0080120D et de la diode Schottky C4D20120D.

Nous nous sommes intéressés dans la première partie à la modélisation des composants en VHDL-AMS afin de nous en servir dans le logiciel de simulation circuit Simplorer. Dans la seconde partie, nous présentons la synthèse des équations d'évolution des grandeurs électriques pour chaque phase de commutation en vue de l'estimation des pertes. La troisième partie de notre document est dédié à la présentation de la méthode expérimentale d'estimation des pertes. Dans la dernière partie, nous confrontons les pertes estimées par notre approche analytique à celles mesurées et celles estimées par la simulation.

## 2. MODELES VHDL-AMS DES COMPOSANTS

Les modèles des composants dont nous disposons sont réalisés en VHDL-AMS afin de pouvoir réaliser des simulations circuit. Même si des fabricants de composants tels que CREE mettent à disposition des modèles Spice de leurs composants, ces modèles sont souvent comportementaux et ne sont évidemment utilisable que pour une gamme de composant donnée. Pour nos simulations il est d'un grand intérêt de disposer de modèle physique ou « quasi-physique » afin d'interpréter au mieux les variations des différentes grandeurs électriques. En outre il nous faut disposer d'une approche de modélisation des composants qui puisse être valable pour différents fabricant afin de pouvoir éprouver notre approche pour une large gamme de composants aux carbure de silicium.

### 2.1. Le modèle de la diode Schottky SiC

Nous ne présenterons pas les détails de la physique des semi-conducteurs qui sortent du cadre de ce document, mais nous rappellerons juste les relations importantes qui décrivent le comportement de la diode Schottky de puissance. La diode Schottky peut être représentée par le modèle électrique [3] suivant Fig.1 :

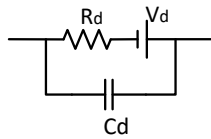


Fig. 1 Modèle électrique de la diode

La capacité différentielle de la diode Schottky est donnée par la relation :

$$C(V) = \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon N_d}{2(V_d - V)}} \quad (1)$$

Avec  $N_d$  la densité de donneurs,

$\epsilon$  la permittivité absolue du carbure de silicium,

$V_d$  la tension de diffusion.

La résistance  $R_d$  de la base est donnée quant à elle par :

$$R_d = \frac{L_d}{q \mu_{sic} N_d A} \quad (2)$$

Avec  $L_d$ , la longueur de la base,

$A$  la surface effective de la diode Schottky,

$\mu_{sic}$  la mobilité des porteurs.

Ce dernier paramètre varie avec la température et constitue le paramètre thermosensible principal du modèle de la diode Schottky. L'évolution de la mobilité en fonction de la température est donnée par :

$$\mu_T = \mu_{300} \left( \frac{T}{300} \right)^x \quad (3)$$

Ces différents paramètres peuvent être obtenus par la mesure ou alors par analyse des caractéristiques constructeurs. Nous présentons la procédure d'extraction des paramètres à partir de données constructeurs. Elle offre l'avantage de pouvoir élaborer un modèle de composant sans forcément l'avoir à disposition.

#### 2.1.1. Extraction des paramètres à partir de données constructeur

La première phase de la procédure d'extraction est l'estimation de la pente  $P_1$  des caractéristiques statiques ( $I=f(V)$ ) ainsi que la pente  $P_2$  de la courbe  $1/C^2$  en fonction de la tension inverse. Avec ces deux pentes et en supposant, la base de la diode Schottky dimensionnée pour tenir la tension inverse  $V_{Bmax}$  on peut établir une les relations suivantes :

$$L_d = \sqrt{\frac{2 \epsilon_{sic} V_{Bmax}}{q N_d}} \quad (4)$$

$$N_d = \frac{P_1 \epsilon_{sic} (V_{Bmax} P_2)^{\frac{1}{2}}}{q \mu_{sic}} \quad (5)$$

$$A = \sqrt{\frac{2}{q P_2 N_d \epsilon_{sic}}} \quad (6)$$

Le paramètre  $x$  de variation de la mobilité peut être déduit de la relation :

$$x = \frac{\log\left(\frac{\mu(T)}{\mu_{300}}\right)}{\log\left(\frac{T}{300}\right)} \quad (7)$$

Les paramètres ainsi déduit, en considérant que l'émission thermoélectronique domine le phénomène de diffusion, le courant de la diode Schottky peut être décrite par :

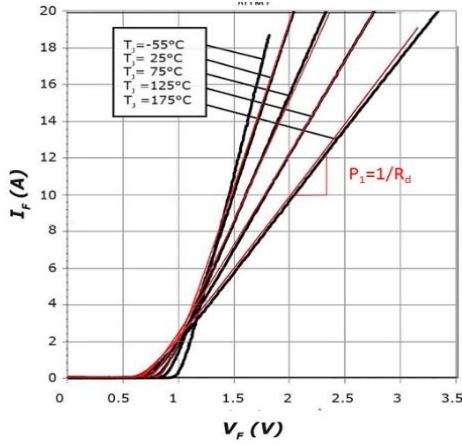
$$i_{diode} = I_s \left[ e^{\frac{qV}{KT}} - 1 \right] \quad (8)$$

Avec le courant de saturation  $I_s$  qui est obtenu en estimant la valeur à  $V=0$ , de la courbe  $\log(i_{diode})$  en fonction de  $V$

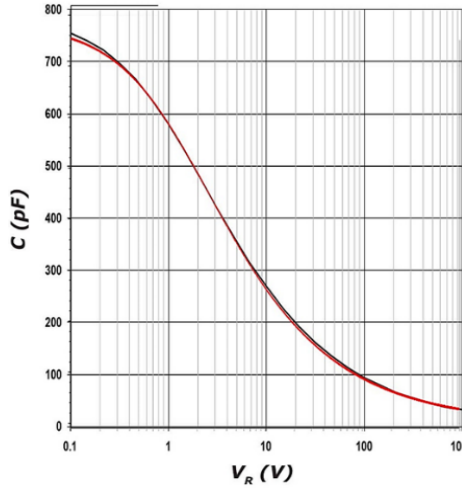
$$\log(i_{diode}) = \log(I_s) + \frac{qV}{kT} \quad (9)$$

#### 2.1.2. Comparaison modèle de la diode Schottky SiC aux données constructeur

Cette procédure d'extraction de paramètre a été appliquée à la diode Schottky SiC C4D20120D et la figure Fig.2 montre les comparaisons entre les caractéristiques statiques, ainsi que les capacités différentielles.



(a)



(b)

Fig. 2 (a) comparaison entre les caractéristiques statiques de la datasheet et celles obtenues par le modèle, (b) comparaison entre la variation de la capacité différentielle en fonction de la tension inverse donnée par la datasheet et celle obtenue par le modèle

## 2.2. Le modèle du MOSFET SiC

Des travaux sur la modélisation des MOSFET de puissance existent dans la littérature et nous choisissons d'utiliser un modèle qui offre un bon rapport précision complexité et qui réponde le mieux à nos besoins. Le modèle du MOSFET présenté par [5] offre l'avantage d'être relativement précis et d'intégrer des paramètres thermosensibles mais l'extraction des paramètres nécessitent une phase de mesure. Nous réadaptions donc ce modèle à une procédure d'extraction de paramètres à partir de données constructeurs. Les relations principales suivant la zone de fonctionnement du MOSFET sont :

$$I_{mos} = \frac{K_p K_f \left[ V_{ds} (V_{gs} - V_{TH}) - \frac{V_{ds}^y P_{vf}^{y-1} (V_{gs} - V_{TH})^{2-y}}{y} \right]}{1 + \theta (V_{gs} - V_{TH})} \quad (10)$$

Dans la zone linéaire ( $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ ) et

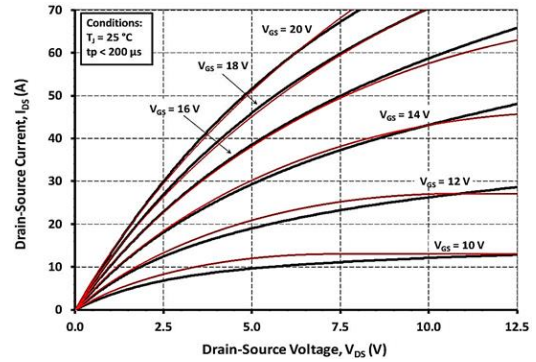
$$I_{mos} = \frac{K_p (V_{gs} - V_{TH})^2}{2(1 + \theta (V_{gs} - V_{TH}))} \quad (11)$$

Dans la zone saturée ( $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$ ).

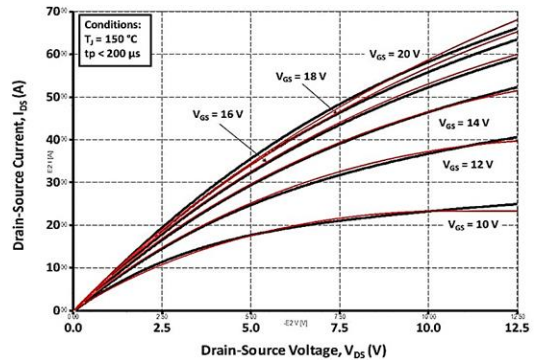
Les paramètres à déterminer sont  $V_{th}$ ,  $K_p$ ,  $K_f$ ,  $\theta$ . La procédure détaillée d'extraction des paramètres à partir de données constructeurs est détaillé dans [6].

### 2.2.1. Comparaison entre résultats du modèle et données constructeurs

La méthodologie de modélisation appliquée au MOSFET C2M0080120D a permis d'obtenir les résultats de comparaison Fig.3 sur les caractéristiques de sortie du MOSFET.



(a)



(b)

Fig. 3 (a) comparaison entre caractéristiques de sortie du MOSFET C2M0080120D données par la datasheet et celles reproduite par le modèle à 25 °C, (b) à 150 °C

## 3. LE MODELE D'ESTIMATION DES PERTES

Nous choisissons le circuit d'étude Fig.4 qui représente un hacheur avec une charge inductive. En considérant que la tension du bus DC est parfaitement constante durant le fonctionnement et que la charge inductive peut être ramenée à une source de courant, le circuit d'étude Fig.4 peut être ramené au circuit simplifié Fig.5. Les inductances parasites de la maille de commutation peuvent être ramenées à une unique inductance localisée  $L_d$  si l'on néglige l'effet de  $L_s$ . On notera que  $L_s$  à une grande influence sur la commutation et ne peut être négligée que si l'on considère une connexion kelvin au niveau de la grille et de la source du MOSFET.

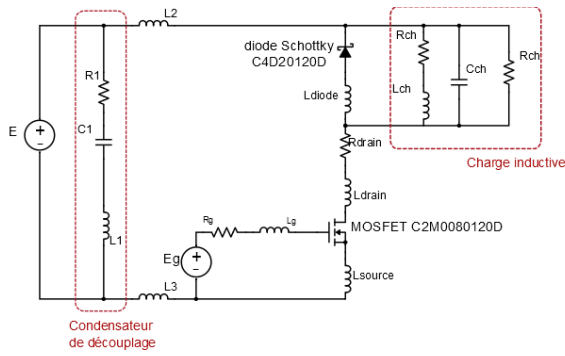


Fig. 4 schéma du circuit pour l'étude des commutations

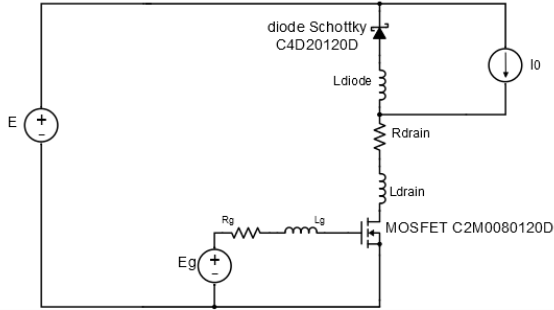


Fig. 5 Schéma équivalent simplifié pour l'étude des commutation

Pour notre étude nous décomposons la commutation en 10 phases Fig.6. Pour chaque phase de commutation, nous déterminons le circuit électrique équivalent, que nous mettons en équation afin de déduire les lois de variation des grandeurs électriques. L'énergie durant chaque phase est obtenue en calculant l'intégrale du produit du courant par la tension. Ainsi en généralisant, on pourra déterminer les pertes totales durant la phase de commutation par la formule :

$$P_{ertes} = Freq. \sum_{i=0}^{n-1} \int_{t_i}^{t_{i+1}} V_{ds_i}(t) i_{d_i}(t) dt \quad (12)$$

Avec  $n$ , le nombre de phase de la commutation.

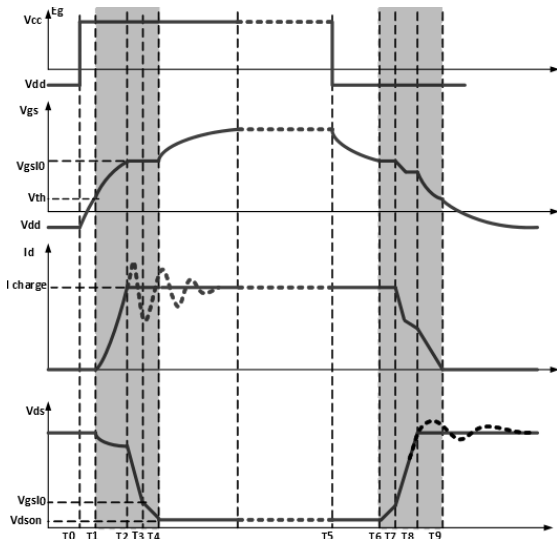


Fig. 6 Représentation des formes d'ondes en commutation

Les expressions des grandeurs électriques pour les différentes phases de commutation sont résumées dans le tableau suivant :

Tableau 1. Récapitulatif des expressions des grandeurs électriques suivant les différentes phases

phases	Expression des grandeurs électriques
T <sub>0</sub> à T <sub>1</sub> T <sub>9</sub> à T <sub>10</sub>	$V_a = E$ $i_d = 0$
T <sub>1</sub> à T <sub>2</sub> T <sub>8</sub> à T <sub>9</sub>	$V_{ds} = E - (L_s + L_d) \frac{di_d}{dt}$ $i_d = g_m (V_{cc} - V_{th}) \left( 1 + \frac{r_2}{r_1 - r_2} e^{r_1(t-t_1)} + \frac{r_1}{r_2 - r_1} e^{r_2(t-t_1)} \right)$
T <sub>2</sub> à T <sub>3</sub> T <sub>7</sub> à T <sub>8</sub>	$V_{ds} = -\frac{g_m (V_{cc} - v_{th}) - I_0}{g_m R_g C_{gd1} + C_{oss1} + C_d} (t - t_2) + E_1$ $i_{d_2} = I_0 e^{\gamma(t-t_2)} (\gamma \cos(\omega_0(t-t_2) - \phi) - \omega_0 \sin(\omega_0(t-t_2) - \phi))$
T <sub>3</sub> à T <sub>4</sub> T <sub>6</sub> à T <sub>7</sub>	$V_{ds} = -\frac{g_m (V_{cc} - v_{th}) - I_0}{g_m R_g C_{gd2} + C_{oss2} + C_d} t + V_{gs10}$ $i_{d_2} = I_0 e^{\gamma t} (\gamma \cos(\omega_0 t - \phi) - \omega_0 \sin(\omega_0 t - \phi))$
T <sub>4</sub> à T <sub>5</sub> T <sub>5</sub> à T <sub>6</sub>	$V_{ds} = R_{ds(on)} I_0$ $i_{d_2} = I_0$

$$r_1 = \frac{-B - \sqrt{B^2 - 4A}}{2A} \quad r_2 = \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4A}}{2A} \quad A = R_g C_{gd1} g_m (L_s + L_d)$$

$$B = (g_m L_s + R_g (C_{gs} + C_{gd1})) \gamma = \frac{R_d}{2L_d} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \gamma^2}$$

#### 4. MESURE EXPERIMENTALE DES PERTES DANS LA CELLULE DE COMMUTATION PAR CALORIMETRIE

Le banc expérimental de mesure des pertes est constitué de bloc d'aluminium thermiquement caractérisé sur lequel est monté le MOSFET testé Fig.7. L'objectif est d'utiliser la zone linéaire de la courbe de variation de la température du bloc d'aluminium en fonction du temps afin de remonter à la puissance dissipée dans le bloc. [8] Il nous faut donc procéder à une calibration du bloc d'aluminium afin d'extraire le paramètre constant reliant la puissance à l'élévation de température.

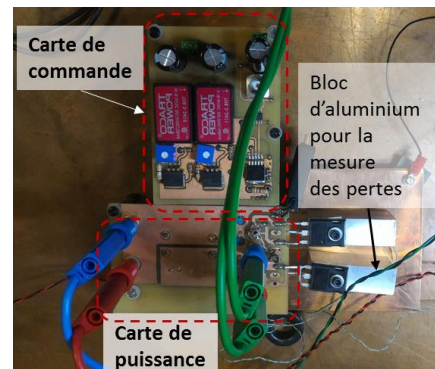


Fig. 7 Circuit réalisé pour l'estimation des pertes

##### 4.1. Calibration du bloc d'aluminium

Le dispositif de calibration est présenté Fig.8. Il s'agit d'un circuit permettant d'assurer une puissance à dissiper constante au MOSFET. Le bloc d'aluminium ainsi que le composant sont thermiquement isolés par de la laine de verre puis des relevés d'élévation de température à l'intérieur du bloc d'aluminium sont réalisés par un thermocouple. Les résultats de mesures effectuées pour trois différentes puissances sont présentés Fig.9. On en déduit dans ces conditions la relation :

$$P = C \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \quad (13)$$

Avec  $C = 110 \text{ J.K}^{-1}$ , dans notre cas.

Le bloc d'aluminium thermiquement calibré peut être utilisé avec le composant en fonctionnement dans la structure hacheur.

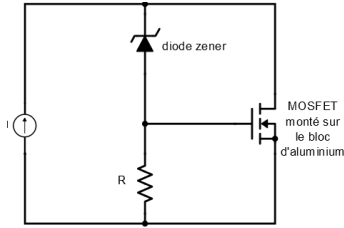


Fig. 8 Circuit électrique pour la calibration du bloc d'aluminium

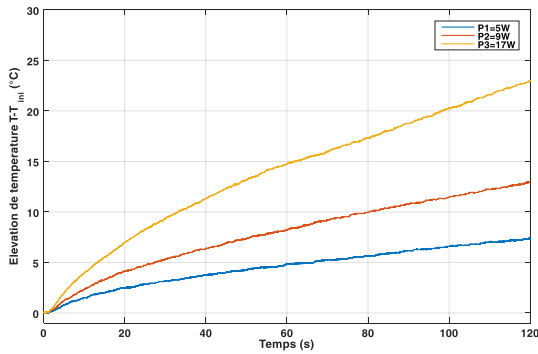
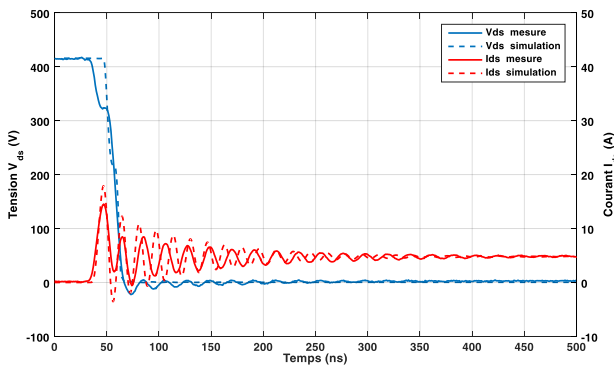


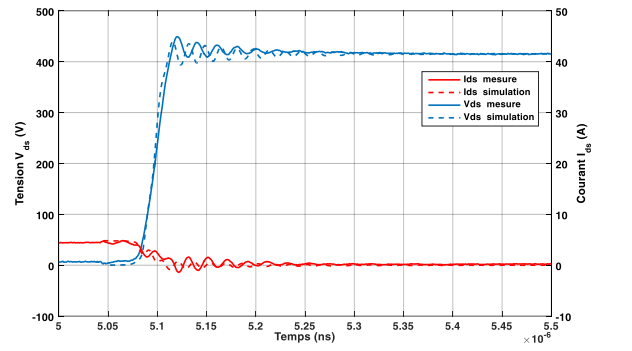
Fig. 9 mesure de l'elevation de la température dans le bloc pour différentes puissances injectées

## 5. RESULTATS ET DISCUSSION

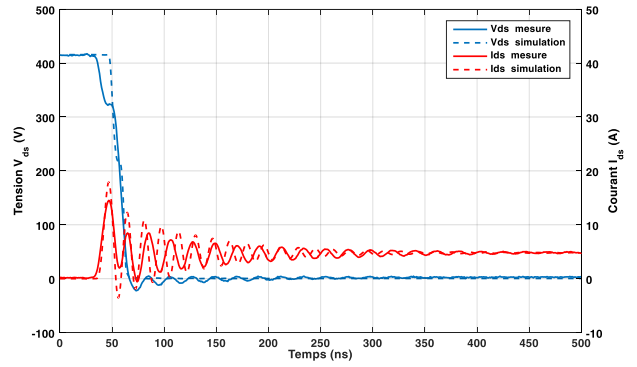
Afin de valider notre approche, nous avons procédé à deux séries d'essais. La première série de test concerne la validation des formes d'ondes obtenues par le modèle. Pour cela à partir du circuit de hacheur série avec une charge purement inductive nous avons effectué les relevés de forme d'onde pour une loi de commande type « double impulsion ». il s'agit d'appliquer une première impulsion de commande qui établit le courant de charge désiré dans l'inductance et une seconde impulsion qui permet d'observer la commutation au blocage et à l'amorçage du MOSFET. le MOSFET C2M0080120 utilisé étant un composant 1200V - 36A, nous avons effectué des tests pour les points de fonctionnement : 400V-6A, 600V-12A. Les résultats comparatifs des formes d'ondes obtenues sont donnés Fig.10.



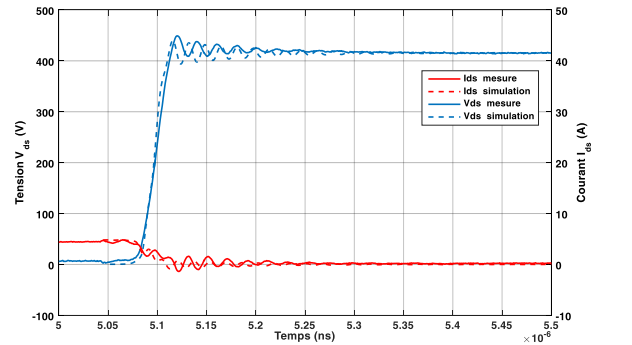
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 10 (a) courant Ids et Tension Vds du MOSFET à l'amorçage (400V-6A), (b) courant Ids et Tension Vds du MOSFET au blocage (400V-6A), (c) courant Ids et Tension Vds du MOSFET à l'amorçage (600V-12A), (d) courant Ids et Tension Vds du MOSFET au blocage (600V-12A)

Une analyse de ces courbes comparatives permet de se rendre compte que le modèle prédit de façon satisfaisante les pentes  $dv_{ds}/dt$  et  $di_{ds}/dt$ . Les oscillations à l'amorçage et au blocage ne sont pas très bien reproduites mais ces dernières n'impactent pas le calcul des pertes mais plutôt l'aspect CEM. Sur ce dernier aspect, les oscillations n'interviennent qu'à des fréquences élevées et une bonne prédiction des taux de variations des grandeurs électriques peut suffire à obtenir un spectre CEM suffisamment juste. Une étude plus approfondie de la fiabilité du modèle quant à son utilisation pour une analyse CEM est à prévoir.

La seconde série de test concerne l'estimation des pertes pour ces mêmes points de fonctionnement. La charge purement inductive est remplacée par une charge RL et l'élévation de température dans le bloc de température pour un instant donné est mesurée. A partir de la relation Equ.13, nous déduisons les pertes.

Le graphe de la figure Fig.11 nous montre les résultats obtenus par la mesure, la simulation électrique et par le modèle.

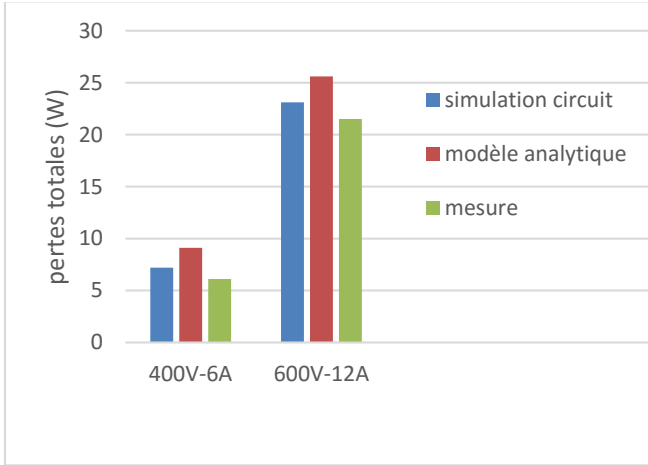


Fig. 11 comparaison entre pertes estimées par le modèle analytique, la simulation électrique et la mesure calorimétrique

Nous remarquons que le modèle comparé à la mesure sous-estime les pertes. Cela est dû d’une part à la non considération de l’effet de la variation de la température de jonction sur les pertes. L’augmentation de la température de jonction entraîne une décroissance des pertes donc la prise en compte de ce paramètre accroîtrait la précision du modèle. D’autre part ce modèle ne tient pas compte du phénomène de désactivation du canal qui peut survenir lors du blocage du MOSFET. Dans le cas du canal inactif il serait judicieux de considérer des pertes nulles durant la phase correspondante.

## 6. CONCLUSION

Dans ce papier nous avons présenté un modèle analytique d’estimation des pertes dans une cellule de commutation qui peut être utilisé pour une analyse CEM. Les résultats de simulation tendent à valider l’approche proposée. La validité

du modèle d’estimation des pertes sur une grande plage de point de fonctionnement peut être accrue en tenant compte de l’annulation du courant de canal lors de la commutation à l’ouverture du MOSFET. Ce modèle compact et analytique est facilement intégrable dans un algorithme d’optimisation et rendra possible la mise en œuvre d’une conception par optimisation d’un convertisseur. Outre cela, la possibilité de pouvoir grâce aux formes d’onde en commutation mettre en œuvre une analyse CEM sera d’un grand intérêt pour une optimisation sous contraintes CEM et thermique.

## 7. REFERENCES

- [1] X. Gus, Q. Shui, C. W. Mylesb, and M. A. Gundersens, “comparison of Si, GaAs, S i c and GaN FET-type switches for pulsed power applications,” pp. 0–3..
- [2] M. Rodríguez, A. Rodríguez, P. F. Miaja, D. G. Lamar, and J. S. Zúniga, “An insight into the switching process of power MOSFETs: An improved analytical losses model,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1626–1640, 2010..
- [3] Z. Zhang, B. Guo, F. Wang, L. M. Tolbert, B. J. Blalock, Z. Liang, and P. Ning, “Impact of ringing on switching losses of wide band-gap devices in a phase-leg configuration,” *2014 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC 2014*, pp. 2542–2549, 2014.
- [4] A. R. Hefner and S. Member, “Modeling Buffer Layer IGBT ’ s for Circuit Simulation,” vol. I, no. 2, 1995.
- [5] T. R. Mcnutt, A. R. Hefner, H. A. Mantooth, S. Member, D. Berning, and S. Ryu, “Silicon Carbide Power MOSFET Model and Parameter Extraction Sequence,” vol. 22, no. 2, pp. 353–363, 2007.
- [6] M. Mudholkar, S. Ahmed, S. Member, M. N. Ericson, S. S. Frank, C. L. Britton, and H. A. Mantooth, “MOSFET Model,” vol. 29, no. 5, pp. 2220–2228, 2014.
- [7] B. J. Baliga, *Fundamentals of power Semiconductor Devices*. 2006.
- [8] C. Chen et al., “Power Loss Estimation in SiC Power BJTs,” *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of, Nuremberg, Germany, 2014*, pp. 1-8.